



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

ANALOGOVÉ ELEKTRONICKÉ OBVODY OBSAHUJÍCÍ PRVKY NECELOČÍSELNÉHO ŘÁDU

ANALOG ELECTRONIC CIRCUITS WITH FRACTAL ELEMENTS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Egor Borisov

VEDOUcí PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.

BRNO 2017

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor Mikroelektronika
Ústav mikroelektroniky

Student: Bc. Egor Borisov

ID: 171460

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Analogové elektronické obvody obsahující prvky neceločíselného řádu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Práce je zaměřena na modelování a simulaci struktur, u nichž relace mezi odezvou a budicí veličinou obsahuje derivaci nebo integrál necelistvého řádu (tzv. fraktální struktury či obvody). Úkolem je návrh vhodných aplikačních možností obvodů fraktálního řádu, např. kmitočtových filtrů, rekonfigurovatelných filtrů či přeladitelných oscilátorů. Pozornost věnujte i dalším možným způsobům realizace fraktálních obvodů, jmenovitě využití struktur s rozprostřenými parametry (RC-PRP).

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 6.2.2017

Termín odevzdání: 25.5.2017

Vedoucí práce: prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.

Konzultant:

doc. Ing. Lukáš Fojcik, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně / Technická 3058/10 / 616 00 / Brno

Abstrakt:

V této práci je prezentován v současné době nový element v elektronice - filtr fraktálního řádu, skládající se z fraktálních prvků. V práci jsou prezentovány a analyzovány vybrané fraktální obvody. Je proveden výpočet základních charakteristik a parametrů filtru, který se skládá z fraktálních prvků. Jsou diskutovány obvodové funkce a jejich kmitočtové závislosti. Simulace filtru pro návrh byla provedena v programu Matlab. Grafy kmitočtových závislostí (modulová a fázová charakteristika) byly simulovány v programu OrCAD. Jsou uvedeny příklady použití filtrů fraktálního řádu.

Abstract:

In this paper it is illustrated that currently there is a new element in electronics - fractional order filter consisting of fractal devices. The circuits selected are presented and analyzed in this diploma thesis. The calculation of the basic characteristics and parameters of the filter of fractal elements was made. An analysis of the functions and their graphs were presented. The simulation of fractional-order filter for its design was made in the program Matlab. The graphs of frequency characteristics (magnitude and phase response) were obtained in the program OrCAD. The examples of using this fractional order filter are described.

Klíčová slova:

Filtr fraktálního řádu, filtr celého řádu, bikvadratický fraktální filtr Kerwin-Huelsman-Newcomb (KHN), fraktální kapacitor

Keywords:

Fractional-order filter, integer-order filter, KHN biquad filter, fractional-order capacitor

Bibliografická citace díla:

BORISOV, E. *Analogové elektronické obvody obsahující prvky neceločíselného řádu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 67 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma "Analogové elektronické obvody obsahující prvky neceločíselného řádu" jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 25. května 2017

.....
podpis autora

Poděkování:

Děkuji vedoucímu diplomové práce Prof. Ing. Vladislavu Musilovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování projektu.

V Brně dne: 25. května 2017

.....
podpis autora

Experimentální část této diplomové práce byla podpořena výzkumnou infrastrukturou
vybudovanou v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072

Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

Obsah

1. ÚVOD	8
2. VÝVOJ A SOUČASNÝ STAV OBORU.....	10
2.1. Fraktální koncept v moderní radiotechnice a elektronice.....	10
2.2. Fraktální obvody a fraktální radiové systémy.....	11
2.3. Důvody návrhu a výroby struktur RC DPC (odporově kapacitních součástek s rozprostřenými parametry)	12
2.3.1. Technologie výroby součástek.....	12
2.3.2. Klasifikace konstrukční vlastnosti a verze návrhu RC DPC.....	13
2.4. Rovnice a klasifikace vícevrstvých RC DPC a příklady realizace některých fraktálních impedancí	17
2.4.1. Rovnice RC DPC se strukturou vrstev R1-C-R2.....	17
2.4.2. Klasifikace komponentů filmu podle charakteru rozdělení potenciálu v odporových vrstvách.....	18
2.4.3. Příklady.....	19
2.4.4. První fraktální kondenzátor	20
3. ZPŮSOBY SYNTÉZY A VYHLÍDKY PRO APLIKACE	23
3.1. Způsoby syntézy fraktálních elektronických prvků na základě RC prvků s rozprostřenými parametry.....	23
3.1.1. Koncepce způsobů syntézy RC prvků s rozprostřenými parametry	23
3.2. Použití RC DPE.....	23
3.2.1. Diferenciace a integrace fraktálního řadu.....	23
3.2.2. Analogové modelování dynamické systémy fraktálního řadu	24
3.2.3. Systémy řízení fraktálního řadu.....	25
3.2.4. Hybridní počítače	25
3.2.5. Měření fyzikálních veličin	25
4. FILTR FRAKTÁLNÍHO ŘADU A JEHO SROVNÁNÍ S FILTREM CELÉHO ŘADU	26
4.1. Filtry fraktálního řadu se závislými řády	31
4.1.1. Přetvoření fraktální frekvence	31
4.1.2. Přejít od filtru dolní propusti do filtru horní propusti.....	31
4.1.3. Přejít od filtru dolní propusti do filtru pásmové propusti	32
4.2. Konstrukce filtru fraktálního řadu	33
5. BIKVADRATICKÝ FRAKTÁLNÍ FILTR K-H-N SE DVĚMA FRAKTÁLNÍMI PRVKY RŮZNÝCH ŘADŮ.....	35

5.1. Parametry filtru fraktálního řadu.....	35
5.2. Modelování fraktálního filtru a výsledky měření.....	41
6. PŘÍKLADY POUŽITÍ FILTRU FRAKTÁLNÍHO ŘADU.....	49
6.1. Použití filtru fraktálního řadu v aktivním tlumení při litografii.....	49
6.1.1. Objektiv aktivního tlumení. Struktura aktivního tlumení a procesní dynamika.....	51
6.1.2. Fraktální filtr pro aktivní tlumení.....	53
6.2. Použití filtru fraktálního řadu v navigačních systémech malých bezpilotních prostředků.....	54
6.2.1. Doplnkové filtry	55
7. ZÁVĚR	60
LITERATURA	61
SEZNAM OBRÁZKŮ	63
SEZNAM TABULEK.....	65
SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK	66

1. ÚVOD

Fraktální počet se týká derivací a integrálů necelistvého řádu (tedy zobecněním/rozšířením známé definice). Anglický ekvivalent je *fractional calculus*, možná lepším překladem by byl frakční počet, protože existuje kolize s geometrickým objektem nazývaným fraktál. Anglické slovo *fraction* znamená zlomek, tedy derivace (nebo integrál) je zlomkového řádu, např. $\frac{1}{2}$. Původ českého i anglického slova je v latině, ve slově *fractus* – zlomený.

Klasickým příkladem v elektronice je pasivní lineární dvojpól, u nichž je vztah mezi přiloženým napětím a procházejícím proudem vyjádřen derivací napětí v intervalu od 0 do 1. Tento prvek se nazývá fraktální kapacitor. Zmíněnou necelistvou/zlomkovou derivaci (nazývá se v literatuře *interní řád prvku*) označíme symbolem α , tedy

$$\frac{d^\alpha}{dt^\alpha}$$

Kmitočtová závislost admitance (ideálního) fraktálního kapacitoru je následující: modul roste se směrnici 20α decibelů na kmitočtovou dekádu a fázový posuv mezi proudem a napětím zůstává pro všechny kmitočty konstantní, tedy $\alpha 90^\circ$. Je zřejmé, že pro hodnotu $\alpha = 0$ přechází fraktální kapacitor v obyčejný rezistor, jehož impedance nezávisí na kmitočtu a fázový posuv mezi proudem a napětím nenastává. Naopak pro druhý limitní případ $\alpha = 1$ obdržíme klasický kapacitor, u něhož impedance klesá se strmostí $1/\omega$ a fázový posuv mezi proudem a napětím je 90° .

Podobné chování bylo pozorováno u ztrátového vysokofrekvenčního vedení (je to tzv. *obvod s rozloženými parametry*) nebo u náhrady tohoto vedení složené z (ne)konečné řady pasivních R a C prvků. V literatuře se píše, že tyto obvody vykazují *fraktální dynamiku*. Impedanci fraktálních kapacitorů je potom možné realizovat pomocí pasivních příčkových článků RC, které pak vyjádříme prostřednictvím klasických obvodových funkcí. Stejným postupem jen pomocí duální obdoby, pasivních příčkových článků RL, pak vyjádříme admitanci fraktálního kapacitoru.

Druhý význam slova fraktál je geometrický objekt, který má na první pohled velmi složitý tvar, ale je generován opakovaným použitím jednoduchých pravidel. Vhodné přiblížení je jako tzv. nekonečně členitý útvar (opakem by byl geometrický hladký útvar). Matematikové říkají, že je soběpodobný – znamená to, že pokud daný útvar pozorujeme v jakémkoliv měřítku či rozlišení, pozorujeme stále opakující se určitý charakteristický tvar (motiv); např. sněhová vločka. Tato práce se bude týkat těchto fraktálních objektů jen zmínkou.

V současné době myšlenky a metody fraktálního počtu a fraktální teorie jsou široce používány ve vědeckém výzkumu i v inženýrství. Fyzická realizace těchto myšlenek a metod vyžaduje nejen vývoj nových metod pro analýzu a syntézu fraktálních obvodových prvků, ale také základní výzkum v oblasti vrstevných technologií a použitelných materiálů, který vede k praktickému použití nových nebo modifikovaných struktur s tzv. rozloženými elektrickými parametry. Zjevné výhody fraktálních impedancí na bázi vícevrstevných (planárních) odporově-kapacitních nekonvenčních struktur i realizované prostřednictvím klasických prvků RLC LPE (se soustředěnými parametry, lumped parameters), usnadňují rozvoj nových přístupů k syntéze těchto nekonvenčních obvodů.

Je třeba vzít v úvahu, že systémy s rozloženými parametry jsou popsány pomocí parciálních diferenciálních rovnic, které mají řešení v uzavřeném tvaru pouze pro určité zvláštní případy. Vzhledem k tomu, že konstrukce prvku, zajišťující danou fraktální impedanci, je založena především na strukturální syntéze, každý stupeň tradiční realizace

takové syntézy zahrnuje novou formulaci a řešení problému pole, odpovídající novým okrajovým podmínkám a nové umístění místní konstrukční a technologické nepravidelnosti v oblasti realizačního média (vrstevných struktur).

Již řadu desítek let se v elektronických obvodech úspěšně používají klasické filtry (celého) řádu. Rozsah jejich aplikací je obrovský napříč celou aplikovanou elektronikou. Při realizaci filtru celého řádu jsou odpor, kapacita a indukčnost klíčové parametry (R , L , C) pro hlavní technické vlastnosti filtru (mezní frekvence, činitel jakosti, šířku pásma, atd.).

Implementace filtrů fraktálního řádu do aplikací je jedná z nových oblastí zájmu výzkumných pracovníků v oblasti zpracování signálů. Implementace a simulace filtrů fraktálního řádu může být pomocí kondenzátorů fraktálního řádu. V současné době to je reálné modelování filtru fraktálního řádu označovaného *Kerwin-Huelsman-Newcomb* s pomocí dvou fraktálních kapacitorů se stejným exponentem α a impedance (odporu) Z . V poslední době bylo navrženo, že filtry fraktálního řádu mohou být použity při vyšších frekvencích v důsledku poklesu řádu α fraktálního kondenzátoru. V této práci se pokusím shrnout design a modelování bikvadratického filtru fraktálního řádu typu Kerwin-Huelsman-Newcomb, pomocí dvou fraktálních kapacit C_{F1} a C_{F2} různých řádů α a β ($0 < \alpha, \beta \leq 1$). Tento modifikovaný filtr fraktálního řádu dává představu o chování filtrů, když můžeme měnit parametry kondenzátoru při zachování ostatních parametrů, tj. není nutné změnit parametr S ve dvou kondenzátorech současně. To dává další stupeň volnosti pro realizaci filtrů fraktálního řádu.

Tato práce se zaměřuje na problematiku jak vytvořit filtry fraktálního řádu typu horní a dolní propustí a jejich porovnání s filtry celého řádu, jejich modelování pomocí programů CAD, jakož i použití těchto filtrů v moderních elektronických systémech. K dosažení tohoto cíle jsou v práci řešeny následující úkoly:

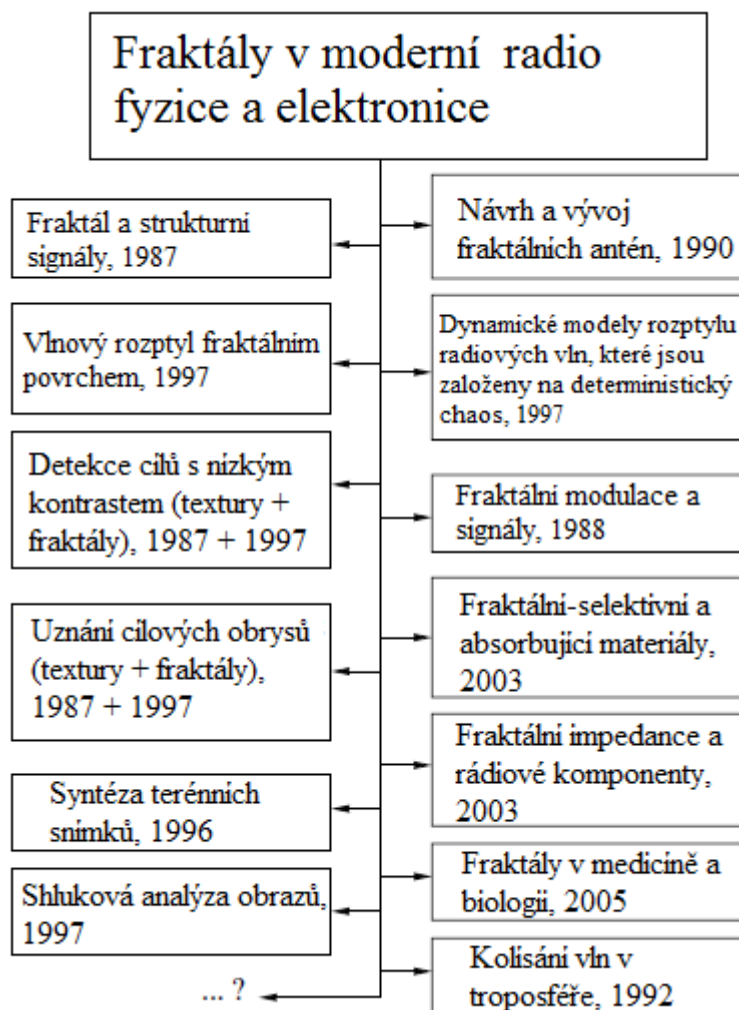
- Srovnání filtru fraktálního řádu s filtrem celého řádu a identifikace výhod
- Výzkum fraktálních prvků a jejich parametrů;
- Výpočet fraktálních prvků a charakteristik filtru;
- Modelování obvodů s fraktálními prvky a potvrzení vypočtených přenosových funkcí;
- Použití tohoto typu filtrů.

Na VUT v Brně se fraktálními obvody zajímají především na Ústavu telekomunikací.

2. VÝVOJ A SOUČASNÝ STAV OBORU

2.1. Fraktální koncept v moderní radiotechnice a elektronice

Základní principy fraktálního počtu jsou rozvíjeny přibližně od roku 1980. Problematiku jsem studoval podle materiálů [1, 2] Institutu Radioelektroniky a elektroniky Ruské akademie věd (IREE RAS). Zpočátku tam byly studovány problémy vztahující se ke zpracování signálů, k filtrování velmi slabých rádiových signálů mikrovln v přítomnosti negaussovského rušení. Obrázek 2.1 schematicky znázorňuje hlavní směry studií prováděných na IREE RAS.



Obrázek 2.1. Vývoj nových metod zpracování signálu v radiotechnice v IREE RAS [1]

Tyto studie mohou být rozděleny do tří etap. V první etapě studie byly zaměřeny na experimentální ověřování fraktálních vlastností různých přírodních a umělých objektů. Odhalení takových vlastností dovolilo výzkumníkům aplikovat pojmy fraktální dimenze a zahájení vývoje metod návrhu fraktálních filtrů pro signály v přítomnosti různých druhů rušení.

Druhá etapa byla věnována zlepšení (zjemnění) původních fraktálních digitálních filtračních algoritmů pro zpracování signálů a obrazů, fraktálních metod detekce, rozpoznávání a zvýšení kontrastu, tj., metody fraktálního zobecněného filtrování.

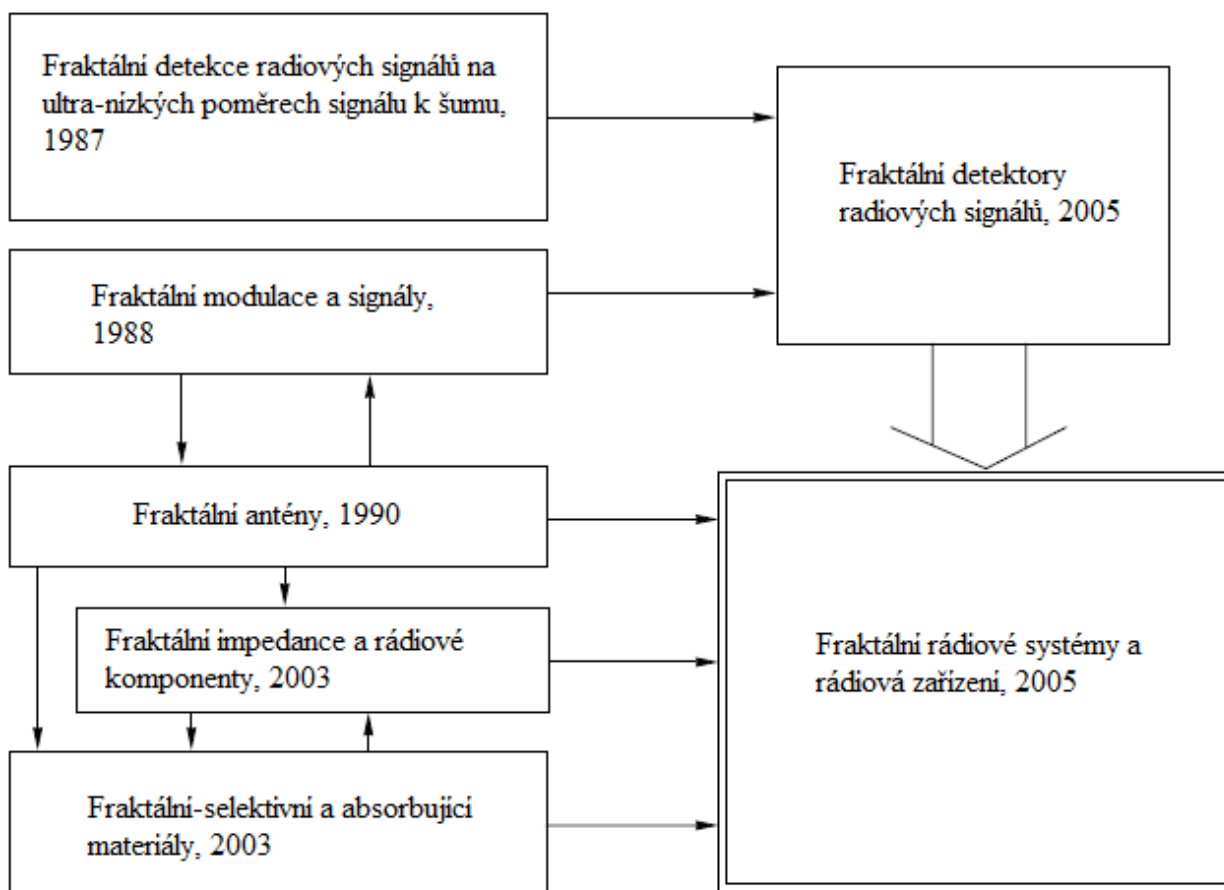
Třetí etapa se vyznačuje plynulým průchodem k návrhu fraktálních obvodů a jednotek a v budoucnosti celých fraktálních rádiových systémů. Fraktální teorie se dobře hodí pro adaptivní zpracování signálů, používaných v koherentním a nekoherentním radiolokátoru. Příkladem je syntéza fraktálních neparametrických detektorů rádiových signálů, působících v podmínkách silného elektronického rušení.

2.2. Fraktální obvody a fraktální rádiové systémy

Na základě dosud získaných výsledků lze hovořit o návrhu nových systémů (viz obr. 2.2), tzv. fraktálních elektronických (hlavně v oblasti automatické regulace) a radiotechnických (rádiových) systémů. Takové fraktální rádiové systémy obsahují (od vstupu) fraktální antény a fraktální detektory; pracují na základě fraktálních metod zpracování dat; a v budoucnu se budou používat fraktální metody modulace a demodulace rádiových signálů. [3]

Je zřejmé, že fraktální přístup k návrhu systémů musí být zaměřen na popis a zpracování rádiových signálů (polí) prostřednictvím fraktální matematiky. Použití rekurzivních procesů umožňuje tvorbu samopodobných hierarchických struktur až na úroveň topografie integrovaného obvodu. [4]

Fraktální metody zpracování signálů, vlnových polí a obrazů (v širším smyslu slova) jsou založeny na části informací, které jsou ztracené v klasických technikách zpracování. Jinými slovy, klasické metody zpracování signálů extrahují v zásadě pouze části informace (která odpovídá celočíselným diferenciálním rovnicím). Fraktální metody mohou pracovat na všech úrovních signálu: úrovně amplitudy, frekvence, fáze a polarizace. Navrhované (obr. 2.2) fraktální rádiové systémy výrazně rozšiřují možnosti moderní elektroniky a ukazují perspektivy pro praktickou aplikaci během inovace moderních rádiových systémů. [3]



Obrázek 2.2. Koncepce fraktálních rádiových systémů a zařízení, která byla rozpracována na IREE RAS [1].

2.3. Důvody návrhu a výroby struktur RC DPC (odporově kapacitních součástek s rozprostřenými parametry)

2.3.1. Technologie výroby součástek

Struktury RC DPC mohou být vyrobeny jako součást integrovaných obvodů, nebo jako samostatné (diskrétní) komponenty. Struktury RC DPC, které jsou součástí integrovaných obvodů, jsou realizovány prostřednictvím stejných výrobních metod, které se používají pro konkrétní integrovaný obvod. Konstrukční omezení daná na struktury RC DPC v průběhu výroby, hodnoty specifických elektrofyzikálních parametrů vrstev, a údaje o přesnosti a stabilitě odporových a dielektrických vrstev mohou podstatně záviset na způsobu výroby.

Diskrétní struktury RC DPC, které jsou založeny na odporových vodičích, jsou vytvořeny jako dlouhé RC vedení, jako koaxiální kabel, ve kterém středový vodič je vyrobený z materiálu s vysokým specifickým odporem a je chráněn dielektrickým izolantem s pokoveným vnějším povrchem. Takový „kabel“ je navinut na keramické tělísko a vzhledově připomíná diskretní rezistor. Při použití RC DPC na základě odporových drátků je možné dosáhnout velké hodnoty (několik sekund) časové konstanty τ_{RC} . Nicméně velký rozptyl hodnot specifického odporu a specifické kapacity má vliv na menší přesnosti výsledného časové konstanty τ_{RC} .

Další verze konstrukce RC DPC je elektrochemická struktura RC DPC, která pracuje na základě vytvoření kapacity dvojité nabití vrstvy mezi kovem a elektrolytem. Příkladem

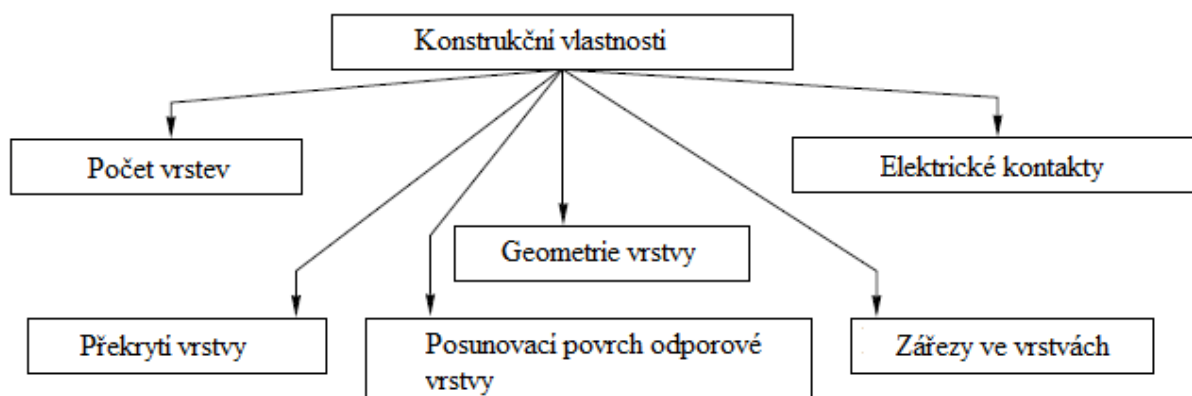
takového RC DPC je struktura Pt/pevný elektrolyt/Ag, která je vytvořena na dielektrickém substrátu. Platinová elektroda je odporová vrstva, rozhraní Pt/pevný elektrolyt je oblast s distribuovanou kapacitou, a stříbrná elektroda je druhým vývodem. Obvzklá hodnota časové konstanty RC DPC, která je založena na pevném elektrolytu, je $\tau_{RC} \approx 10^3$ s. Stejně jako v případě polovodivých RC DPC, kapacitní elektrochemické RC DPC závisí na aplikované napětí. Tato závislost může být použita pro řízení charakteristiky pro RC DPC i zařízení, vyráběny na jejím základě.

Vzhledem k velkému množství struktur RC DPC (a jejich matematických modelů), vyrobených různými metodami, uvažujeme zde pouze DPC RC, vyrobené s použitím tenkovrstvých nebo tlustovrstvých technologií.

2.3.2. Klasifikace konstrukční vlastnosti a verze návrhu RC DPC

Struktury RC DPC, vyrobených ve formě jednovrstvé (singlelayer) a vícevrstvé struktury (multilayers), jsou uvedeny v klasifikačním diagramu na obr. 2.3. Některé z uvedených verzí již byly popsány v literatuře a ostatní verze mohou být získány s použitím předloženého klasifikace konstrukčních vlastností RC DPC.

Počet vrstev. Podle počtu vrstev struktury RC DPC mohou být rozděleny na jednovrstvé, třívrstvé, čtyřvrstvé atd. V jednovrstvé RC DPC, které mají strukturu R1-C-R2 (kde R1 a R2 jsou odporové pásy a C je kapacita mezi pásy), odporové pásy leží v jedné rovině, jsou od sebe odděleny mezerou, která může být buď vyplněna vzduchem, nebo dielektrické výplní. Výroba této RC DPC je jednoduchá; nicméně kapacita je malá, a proto tato struktura může být použita při mikrovlnných frekvencích.



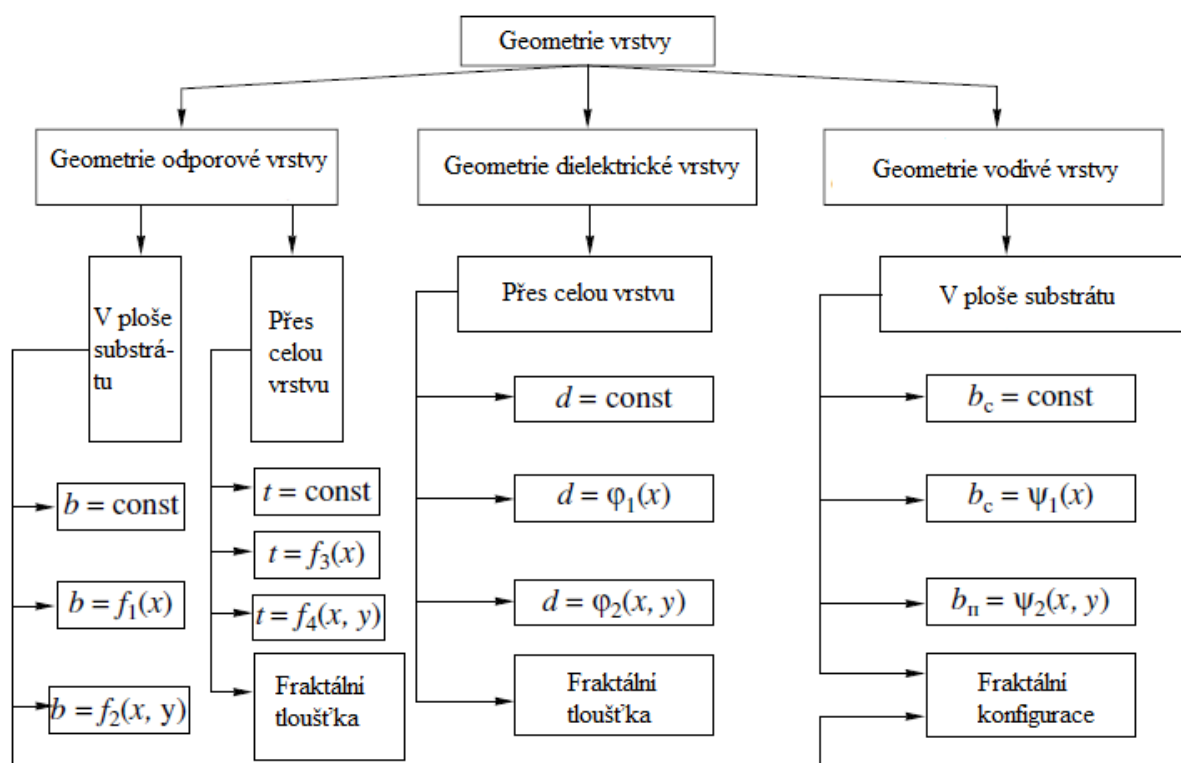
Obrázek 2.3. Klasifikace vlastností určujících verze návrhu filmového RC DPC

Třívrstvá RC DPC se strukturou R-C-0 (kde R je odporová vrstva C je dielektrická vrstva, a 0 je vodivá vrstva), nebo strukturou vrstev R1-C-R2, patří k nejvíce studovaným skupinám RC DPC. Takové struktury se vyznačují jednoduchým výrobním postupem a širším rozsahem hodnot kapacitní struktury. Pokud další polovodivá vrstva, která se používá jako společný výstup konstrukce, je umístěna nad horní odporovou vrstvou R1-C-R2 DPC, získáme čtyřvrstvé strukturu R-C-G-0. (Zde je vrstva R2 je označována jako G s cílem zdůraznit, že v tomto případě příčná vodivost vrstvy ovlivňuje charakteristiku obvodu.)

Pětivrstvé struktury zahrnují RC DPC se strukturou vrstev 0-C1-R-C2-0, které obsahují dvě vodivé vrstvy a odporovou vrstvu, oddělenou od vodivých vrstev dielektrickými vrstvami.

Existují RC DPC s větším počtem vrstev, například struktura RC-NR-MC-0. Zde N a M jsou konstanty. Příklady praktické aplikace vícevrstevných struktur jsou k dispozici pouze pro struktury vrstev RC-NR a 0-C-R-NC-0.

Geometrie vrstev. Klasifikace geometrií vrstev je uvedena na obr. 2.4. Zde, v daném pořadí, b a b_c jsou šířky pásů odporových a vodivých vrstev, t a d jsou tloušťky odporové a dielektrické vrstev, f_i , φ_i a ψ_i jsou distribuční zákony (obecně libovolné) variability v geometrických parametrech těchto vrstev.



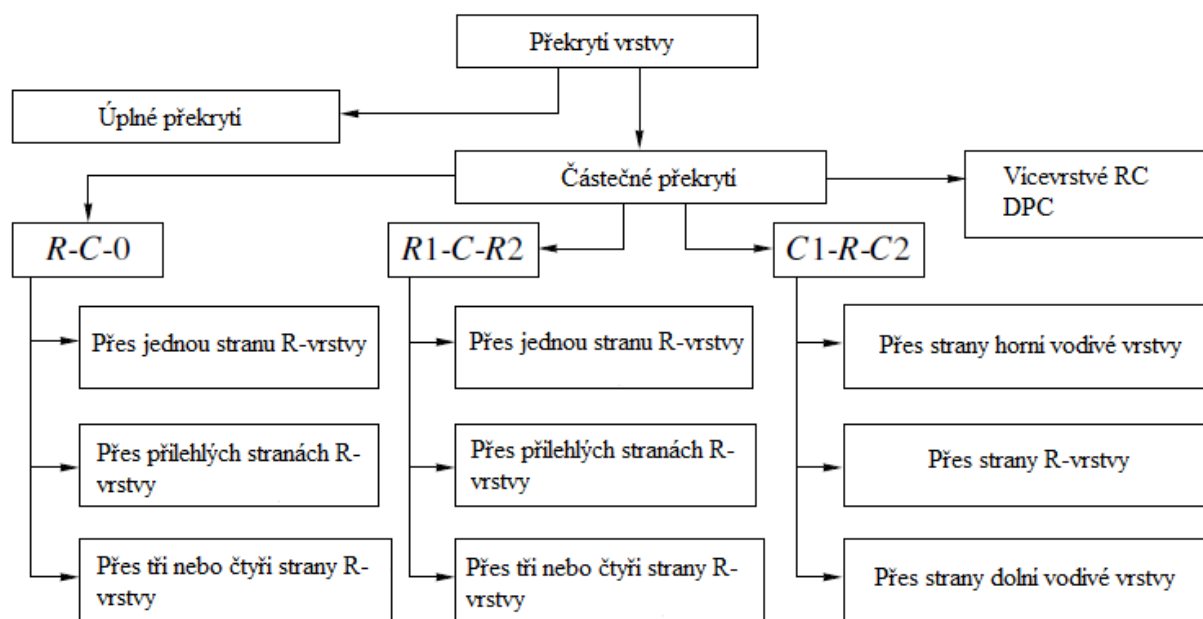
Obrázek 2.4. Klasifikace geometrií vrstev RC DPC

Další parametry konstrukce geometrií vrstvy, které určují zákony variability v šířkách odporů (funkce $f_1(x)$ a $f_2(x, y)$), a vodivosti ($\psi_1(x)$ a $\psi_2(x, y)$) vrstvy a tloušťka odporové ($f_3(x)$ a $f_4(x, y)$) a dielektrické ($\varphi_1(x)$ a $\varphi_2(x, y)$) vrstvy, mohou být použity pro zlepšení vlastností aktivních a pasivních obvodů, vytvořených na základě takové struktury. Je zřejmé, že uspořádání vrstev vícevrstevných RC DPC se může měnit podle potřeby návrhu.

Tloušťka fraktální vrstvy může být realizována pomocí technologie oxidu hliníku. Zde hliníkový substrát musí mít vysokou drsnost. Ve všech uvažovaných návrzích vícevrstvé RC DPC se předpokládalo, že odporové, dielektrické a vodivé vrstvy zcela překrývají a nepřekračují rámec toho druhého. Nicméně, jsou takové struktury, ve které vrstvy pouze částečně překrývají a rozměry jedné vrstvy se neshodují s rozměry ostatních vrstev. Klasifikace možných variant částečné překrývání vrstev RC DPC je uvedena na obr. 2.5.

Elektrické kontakty. Dalším účinným faktorem pro zajištění předepsaných elektrických vlastností je systém elektrických kontaktů, které se používají pro vnitřní komunikaci mezi vrstvami nebo částmi vrstev a pro připojení RC DPC do elektronického

obvodu. Pozice kontaktu a geometrie určit rozdělení potenciálu v odporové vrstvě a počet kontaktů určuje množství možných připojení.



Obrázek 2.5. Klasifikace variant překrytí vrstvy v RC DPC

Kontakty mohou být pevné nebo pohyblivé (v nastavitelném RC DPC). Pevné kontakty mohou být umístěny v různých polohách (podél obvodu nebo uvnitř odporové vrstvy). Počet těchto kontaktů se může lišit. Kontakty můžou být obdélníkové, rýhovaný, nebo ve tvaru písmene L, nebo mohou mít jiný stanovený tvar.

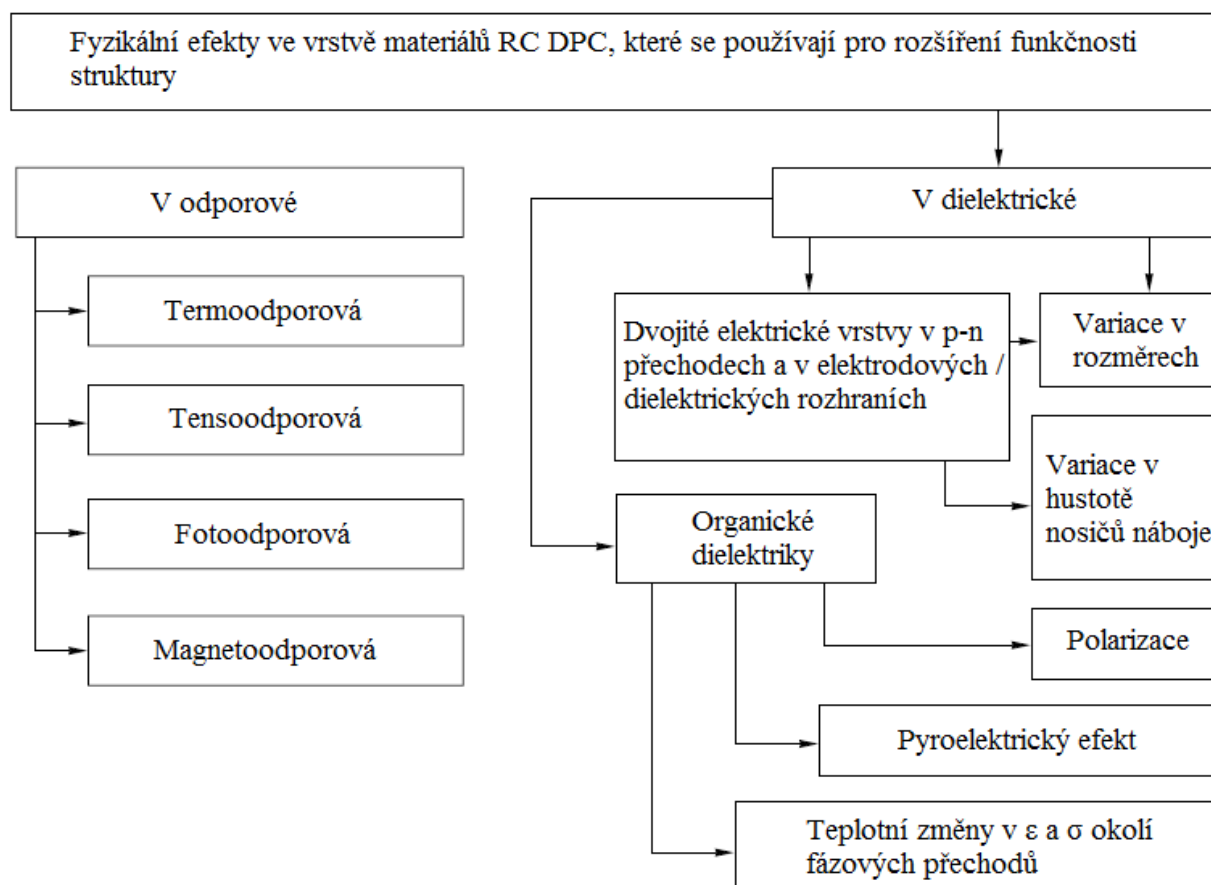
Zářezy ve vrstvách. Zářezy v odporových a vodivých vrstvách realizujeme kvůli zájmu rozšíření funkčnosti RC DPC a pro dosažení potřebných vlastností. Příčné a podélné zářezy v odporové vrstvě mohou být použity pro neutralizaci výrobních nepřesností a pro ladění vlastnosti.

Například v případě, že 1D homogenní (1DH) vrstva RC DPC je rozdělen na dvě části šterbinou o konstantní šířce, můžeme získat dvě 1D nehomogenní (1DI) RC DPC s doplňkovými (komplementárními) rozloženími variace šířky fólie. Říkáme, že takové prvky jsou doplňkové RC DPC. Je zřejmé, že v závislosti na typu řezu může být vytvořena 1D komplementární (1DC) nebo 2D komplementární (2DC) RC DPC.

Zavedením řezů předepsaných (vhodných) tvarů ve vodivé vrstvě pravoúhlé RC DPC se strukturou vrstev RC-0, můžeme získat komponenty s racionálními parametry, a zavedením řezy v odporové vrstvě ve tvaru jako (neúplný) Sierpinskiho koberec, můžeme získat CPC. Je zřejmé, že kombinace různých konstrukčních faktorů dále rozšiřuje funkčnost RC DPC a jejich aplikační oblasti.

Materiály vrstev. Moderní elektronika zná materiály, jejichž ohmické a dielektrické vlastnosti se mění v širokých mezích pod vlivem vnějších polí (elektrické, magnetické, tepelné, mechanické, atd.). Použití těchto materiálů v konstrukcích RC DPC by mohlo rozšířit funkčnost komponentů tím, že poskytuje další možnosti pro nastavení, ovládání, funkce pro inteligentní ovládání, atd.

Fyzikální efekty, které můžou být použity pro změnu charakteristik RC DPC prostřednictvím vlivu oblastí různého charakteru, jsou uvedeny na obrázku 2.6.



Obrázek 2.6. Fyzikální efekty, které mohou být použity ke kontrole charakteristiky RC DPC

Potenciály (možnosti) některých složek mohou být podstatně zvýšeny nanesením feroelektrik, tj. materiály, jejichž krystalická struktura umožňuje existenci spontánní elektrické polarizace v určitém rozmezí teplot a tlaku. Velikost a prostorová orientace této polarizace lze změnit pod vlivem vnějšího elektrického pole.

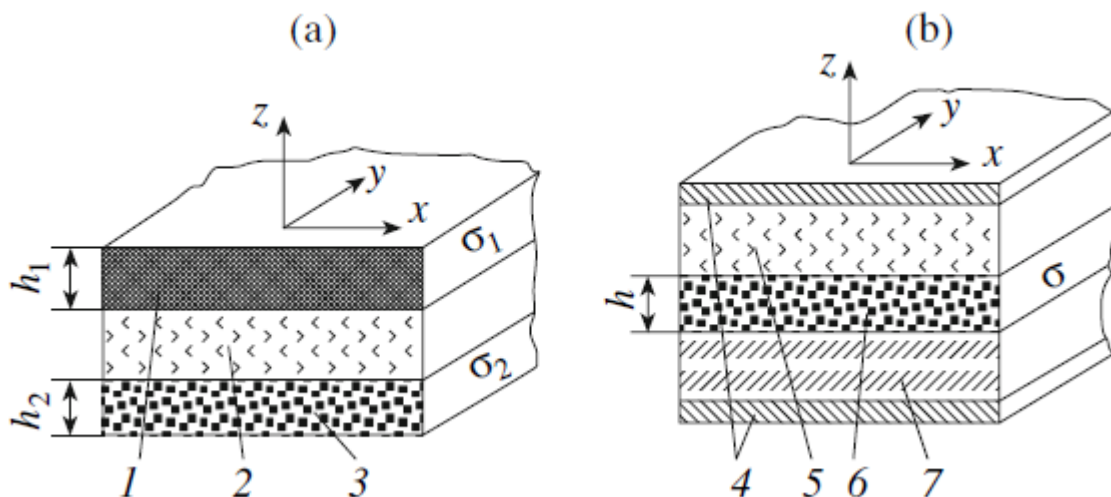
Feroelektrické materiály jsou široce používány v konstrukci kondenzátorů. Vysokou permitivitou umožňuje získání elektrických kondenzátorů s vysokou specifickou kapacitou (feroelektrické keramiky s rozptýlenou fází přechodu a polovodivé feroelektrické materiály). Dielektrická nelinearita, která znamená změny v kapacitě pod vlivem řídicího elektrického pole, může být použita pro vývoj elektricky laditelné RC DPC.

Polovodivé feroelektrické keramiky se používají v konstrukci termistorů s velkým kladným teplotním součinitelem odporu (TCR), tj. pozistory. Na rozdíl od termistorů, vyvinutých dříve, které mají negativní TCR, pozistory mají velký rozsah hodnot odporu. Tato funkce otevírá široké možnosti pro uplatnění těchto zařízení v RC DPC. Existují i kombinace s polovodiči. Například máme-li strukturu: vodivá vrstva/feroelektrická oblast/fotovodivá oblast a lokálně měníme vodivost fotovodiče (změnou osvětlení některých oblastí fotovodiče), pak vzhledem k podstatnému snížení odporu vrstvy v osvětlených oblastech téměř celé aplikované napětí bude jako úbytek feroelektrické vrstvy. Toto napětí způsobí lokální repolarizaci feroelektriku a jako výsledek se vytváří v kapacitě prostorové nepravidelnosti, jejichž tvar odpovídá rozložení osvětlení na fotovodivé vrstvě.

2.4. Rovnice a klasifikace vícevrstevných RC DPC a příklady realizace některých fraktálních impedancí

2.4.1. Rovnice RC DPC se strukturou vrstev R1-C-R2

V literatuře je popsán velký počet konstrukčních a výrobních verzí RC DPC. Nicméně v současné době existují **dvě** hlavní (z hlediska výroby) verze v provedení struktury vrstev R1-C-R2 a 0-C1-R-C2-0, které jsou znázorněny na obr. 2.7.



Obrázek 2.7. Fragменты RC DPC (a) se strukturou vrstev R1-C-R2, a (b), se strukturou vrstev 0-C1-R-C2-0 [1]

Uvažujme strukturu RC DPC s vrstvami R1-C-R2 a hledejme rozdělení potenciálu v odporových vrstvách. Níže uvedené rovnice popisující rozložení potenciálu v horních a dolních odporových vrstvách struktury R1-C-R2 s libovolně tvarovanými odporovými vrstvami (které zcela překrývají).

$$\nabla^2 \Phi_1(x, y, p) - \frac{\nabla_{r_1}(x, y)}{r_1(x, y)} \nabla \Phi_1(x, y, p) = pr_1(x, y)c_0(x, y)[\Phi_1(x, y, p) - \Phi_2(x, y, p)] \quad (1)$$

$$\nabla^2 \Phi_2(x, y, p) - \frac{\nabla_{r_2}(x, y)}{r_2(x, y)} \nabla \Phi_2(x, y, p) = pr_2(x, y)c_0(x, y)[\Phi_2(x, y, p) - \Phi_1(x, y, p)] \quad (2)$$

kde ∇^2 a ∇ jsou Laplaceovy a Hamiltonovy operátory na rovině (x, y) ; $\Phi_1(x, y, p)$ a $\Phi_2(x, y, p)$ jsou potenciály horní a dolní odporové vrstvy ve formě operátoru, $p = \sigma + j\omega$ je komplexní frekvence, $r_1(x, y)$ a $r_2(x, y)$ jsou odpory čtverců horní a dolní vrstvy a $c_0(x, y)$ je kapacita na jednotku povrchu dielektrické vrstvy.

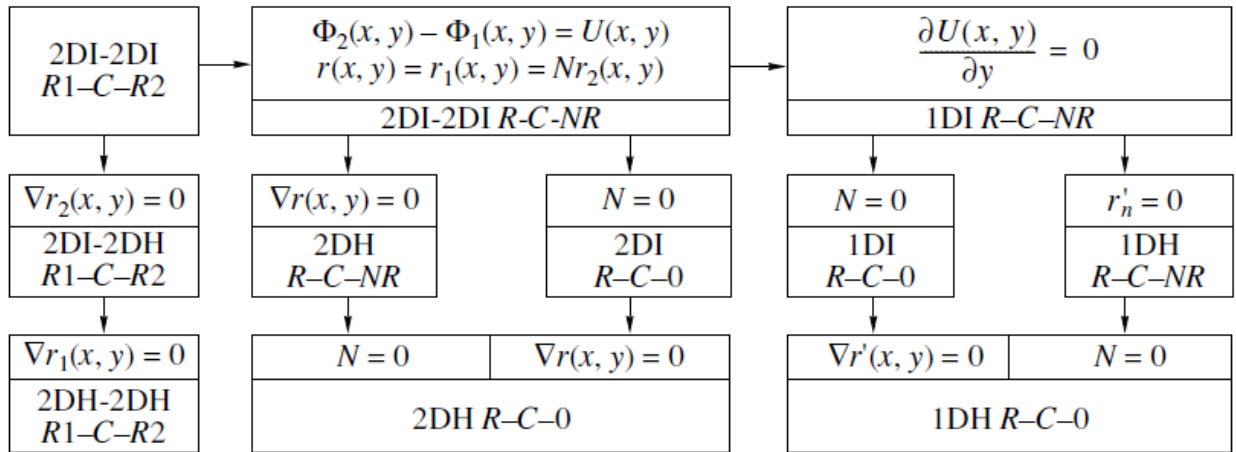
Rovnice (1) byla získána z následující idealizace:

- 1) Všechny vrstvy se zcela překrývají;
- 2) Každá vrstva struktury má konstantní tloušťku;
- 3) Každá vrstva má lineární elektrické vlastnosti a je izotropní, ale obecně nehomogenní na povrchu;
- 4) Dielektrický materiál má zanedbatelné ztráty v posuzovaném kmitočtovém pásmu;
- 5) Frekvenční pásmo je omezeno oblastí, ve které se začíná projevovat indukčnost struktury.

Je tedy zřejmé, že všechny RC DPC, které jsou popsány rovnicemi (1) a (2) jsou idealizované komponenty. Jak je patrné z rovnic (1) a (2), rozložení potenciálu v horní (R1) a dolní části (R2) odporové vrstvy je dvourozměrné a elektrické vlastností materiálů horní a dolní odporové vrstvy jsou nestejnoměrné na povrchu $\nabla r_i(x, y) \neq 0$. Proto RC DPC založené na struktuře R1-C-R2 s nehomogenními povrchy materiálů odporových vrstev a libovolnými polohami elektrod se nazývají idealizované RC DPC, které jsou 2D nehomogenní na površích horních a dolních odporových vrstev se strukturou R1-C-R2 (2DI R1-C-R2 DPC).

2.4.2. Klasifikace komponentů filmu podle charakteru rozdělení potenciálu v odporových vrstvách

Diagram klasifikace RC DPC, které mohou být získány na základě 2DI R1-C-R2 DPC je uvedena na obr. 2.8. Rovnice popisující distribuce potenciálu odporových vrstev RC DPC, které odpovídají této klasifikaci, jsou uvedeny v následující tabulce, kde jsou použity následující označení: $r_n(x)$ a $c_n(x)$ jsou lineární odpor a kapacita v RC DPC; r je konstantní odpor čtverce odporové vrstvy; a c_0 je konstantní kapacita na jednotce povrchu dielektrické vrstvy.



Obrázek 2.8. Schéma klasifikace RC DPC se strukturou R1-C-R2 vrstvy

Tabulka 2.1. Klasifikace RC DPC se strukturou vrstev R1-C-R2

Číslo varianty	Typ RC DPC	Rovnice popisující distribuci potenciálu v odporových vrstvách RC DPC
1	2DI–2DI R1–C–R2	$\nabla^2 \Phi_1(x, y, p) - (\nabla r_1(x, y)/r_1(x, y)) \nabla \Phi_1(x, y, p) = pr_1(x, y)c_0(x, y)[\Phi_1(x, y, p) - \Phi_2(x, y, p)]$ $\nabla^2 \Phi_2(x, y, p) - (\nabla r_2(x, y)/r_2(x, y)) \nabla \Phi_2(x, y, p) = pr_2(x, y)c_0(x, y)[\Phi_2(x, y, p) - \Phi_1(x, y, p)]$
2	2DI–2DH R1–C–R2	$\nabla^2 \Phi_1(x, y, p) - (\nabla r_1(x, y)/r_1(x, y)) \nabla \Phi_1(x, y, p) = pr_1(x, y)c_0(x, y)[\Phi_1(x, y, p) - \Phi_2(x, y, p)]$ $\nabla^2 \Phi_2(x, y, p) = pr_2c_0(x, y)[\Phi_2(x, y, p) - \Phi_1(x, y, p)]$
3	2DH–2DH R1–C–R2	$\nabla^2 \Phi_1(x, y, p) = pr_1c_0[\Phi_1(x, y, p) - \Phi_2(x, y, p)]$ $\nabla^2 \Phi_2(x, y, p) = pr_2c_0[\Phi_2(x, y, p) - \Phi_1(x, y, p)]$
4	2DI R–C–NR	$\nabla^2 U(x, y, p) - (\nabla r(x, y)/r(x, y)) \nabla U(x, y, p) = p(N+1)r(x, y)c_0(x, y)U(x, y, p)$
5	2DH R–C–NR	$\nabla^2 U(x, y, p) = p(N+1)rc_0U(x, y, p)$
6	2DI R–C–0	$\nabla^2 U(x, y, p) - (\nabla r(x, y)/r(x, y)) \nabla U(x, y, p) = pr(x, y)c_0(x, y)U(x, y, p)$
7	2DH R–C–0	$\nabla^2 U(x, y, p) = prc_0U(x, y, p)$
8	1DI R–C–NR	$\partial^2 U(x, p)/\partial x^2 - (r'_n(x)/r_n(x))\partial U(x, p)/\partial x = p(N+1)r_n(x)c_n(x)U(x, p)$
9	1DI R–C–0	$\partial^2 U(x, p)/\partial x^2 - (r'_n(x)/r_n(x))\partial U(x, p)/\partial x = pr_n(x)c_n(x)U(x, p)$
10	1DH R–C–NR	$\partial^2 U(x, p)/\partial x^2 = p(N+1)r_n c_n U(x, p)$
11	1DH R–C–0	$\partial^2 U(x, p)/\partial x^2 = pr_n c_n U(x, p)$

2.4.3. Příklady

Podstatou výše uvedeného členění lze snadno pochopit z obr. 2.8. Například, varianta 4 se získá z varianty 1 za následujících omezení:

1) Zákony kolísání odporu čtverce odporových vrstev se týkají jak $R_2(x, y) = NR_1(x, y)$, kde $N = \text{konst.}$

2) Okrajové podmínky jsou uvedeny ve formě napětí $U(x, y, p) = \Phi_1(x, y, p) - \Phi_2(x, y, p)$; tj. obě odporové vrstvy mají stejnou konfiguraci, zatímco pozice elektrody (kontakt s podložkami) na tyto vrstvy jsou rovněž shodné.

Budeme nazývat tuto složku idealizovanou 2D RC DPC se strukturou RC-NR, která je nehomogenní po povrchu odporových vrstev (2DI RC-NR DPC).

2DI-2DH R1-C-R2 DPC (varianta 2) je idealizovaná RC DPC se strukturou R1-C-R2, která je 2D-nehomogenní po povrchu první odporové vrstvy (R1) a 2D-homogenní po povrchu dolní odporové vrstvy (R2).

1DI RC-NR DPC (varianta 8) je idealizovaná 1D RC DPC se strukturou RC-NR, která je nehomogenní podél jeho délky. Zde rozdělení potenciálu odporových vrstev závisí na jediné prostorové souřadnici. Tato komponenta je část idealizovaného nehomogenního RC souladu s výše uvedenou strukturou vrstev.

1DH RC-0 DPC (varianta 11) je 1D RC DPC se strukturou RC-0 vrstvě, které jsou homogenní po celé délce. Zde lineární parametry $r_n(x)$ a $c_n(x)$ jsou konstantní. Tato komponenta je část idealizovaného homogenního RC souladu s výše uvedenou strukturou vrstev.

Je zřejmé, že podobná klasifikace může být formulována i pro RC DPC s jinou strukturou vrstev.

2.4.4. První fraktální kondenzátor

Fyzikální simulace částečných integrálních a diferenciálních operátorů, která je založena na nanotechnologii, umožňuje vytvořit tzv. fraktální impedanci $Z(\omega)$ se škálováním (transformací) frekvence. V konečné fázi tvorby ekvivalentního elektrického RC obvodů (obr. 2.9 (a), 2.9 (b)), po aplikaci Laplaceovy transformace, lze psát následující výraz:

$$\frac{u(s)}{R_2 i(s)} = 1 + \frac{\frac{1}{C_1 R_2}}{p + \frac{i_1(s)}{C_1 u_1(s)}} \quad (3)$$

Popíšeme pravou část obvodu na obr. 2.9 (b) jako

$$\frac{u_1(s)}{R_1 i_1(s)} = 1 + \frac{\frac{1}{C_0 R_1}}{s + \frac{1}{C_0 R_0}} \quad (4)$$

Definujme následující frekvence:

$$\begin{aligned} \omega_0 &= \frac{1}{C_0 R_0} \\ \omega_1 &= \frac{1}{C_0 R_1} \\ \omega_2 &= \frac{1}{C_1 R_1} \\ \omega_3 &= \frac{1}{C_1 R_2} \end{aligned} \quad (5)$$

které jsou typické pro páry uvažovaných složek. Potom z rovnic (3) a (4):

$$\frac{u(s)}{R_2 i(s)} = 1 + \frac{\omega_3}{s + \frac{\omega_2}{1 + \frac{\omega_1}{s + \omega_0}}} \quad (6)$$

Výraz (6) může být přepsány jako

$$\frac{u(s)}{R_2 i(s)} = 1 + \frac{\omega_3}{s} + \frac{\omega_2}{1} + \frac{\omega_1}{s} + \frac{\omega_0}{1} \quad (7)$$

tedy ve formě řetězové frakce.

Pojďme zobecnit obvod na obr. 2.9 (b) přidáním n dalších obvodů (R_{n+1} , C_n). Výsledkem je, že se dostáváme k obvodu (obrázek 2.9 (c)), pro který lze psát následující vztah indukci:

$$\frac{u(s)}{R_n i(s)} = 1 + \frac{\omega_{2n-1}}{s} + \frac{\omega_{2n-2}}{1} + \dots + \frac{\omega_1}{s} + \frac{\omega_0}{1} \quad (8)$$

kde

$$\begin{aligned} \omega_{2j} &= \frac{1}{C_j R_j} \\ \omega_{2j+1} &= \frac{1}{C_j R_{j+1}} \end{aligned} \quad (9)$$

Dále můžeme zjednodušit rovnice (8) podělením každé frekvenci ω_j operátorem s . Z tohoto důvodu, je-li $\frac{\omega_j}{s} = V_j$, rovnice (8) lze zapsat jako výrazu pro pokračující frakce:

$$\frac{u(s)}{R_n i(s)} = 1 + \frac{V_{2n-1}}{1} + \frac{V_{2n-2}}{1} + \dots + \frac{V_1}{1} + \frac{V_0}{1} \quad (10)$$

Pro některé vztahy mezi parametry V , pokračoval frakce v rovnici (10) může být vyjádřena ve více vhodné podobě, jak je to možné, když všechny kondenzátory jsou takové, že $C_0 = C_1 = C_2 = \dots = C_{n-1} = C$, a všechny rezistory mají stejné odpory kromě R_n . Hodnota odporu R_n je polovina odpor všech ostatních rezistorů. Tím pádem,

$$R_0 = R_1 = R_2 = \dots = R_{n-1} = R, R_n = \frac{R}{2} \quad (11)$$

Definujme V jako

$$V_0 = V_1 = V_2 = \dots = V_{2n-3} = V_{2n-2} = \frac{1}{CR_s} \equiv V \quad (12)$$

pak

$$V_{2n-1} = \frac{2}{CR_s} \equiv 2V \quad (13)$$

Analogicky s rovnicí (10), píšeme vztah

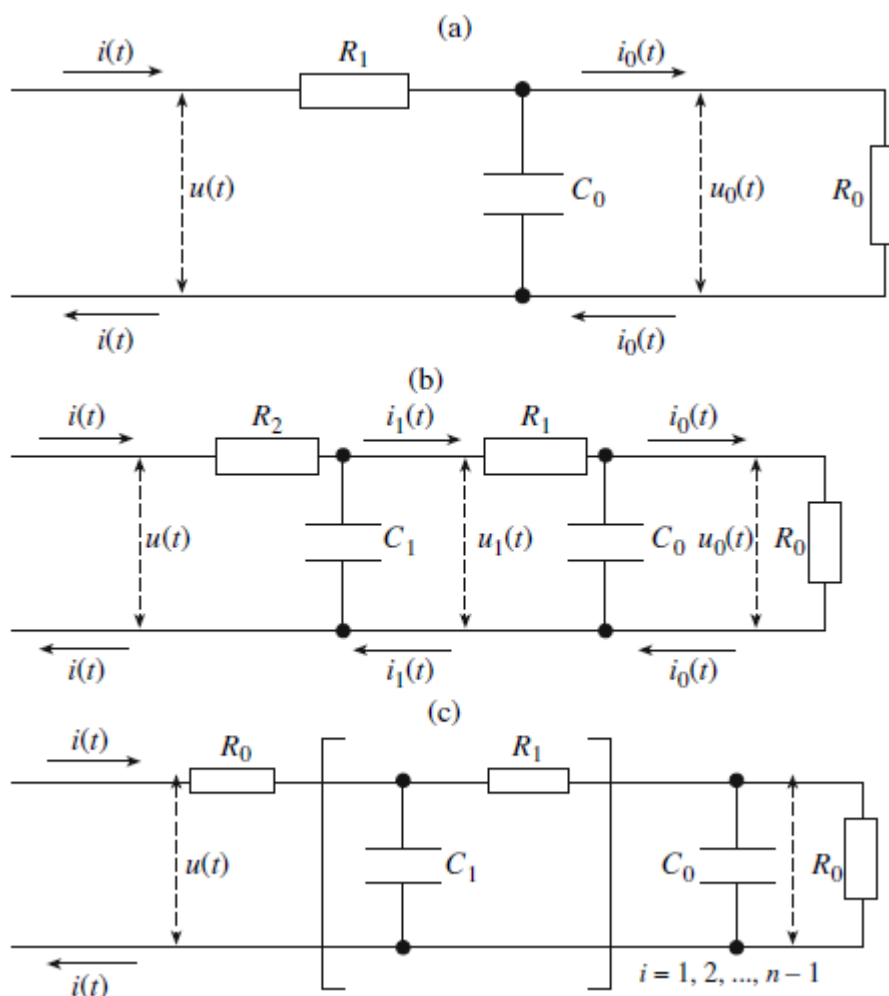
$$\frac{u(s)}{R i(s)} = 1 + 2\frac{V}{1} + \frac{V}{1} + \dots + \frac{V}{1} + \frac{V}{1} \quad (14)$$

kde pokračující frakce má $2n$ faktory V v čitateli.

V konečné fázi výstavby ekvivalentního elektrického obvodu, když použijeme na n -tou konvergenci této pokračující frakce, je možná řídit frekvenční pásma, ve kterých je pozorován požadovaný výkon závislosti impedance ($\omega^{-\alpha}$), kde α je řád součástky ($0 < \alpha < 1$).

Elementární algoritmus realizace frakčního operátoru $d^{-1/2}/dt^{-1/2}$ (semi-integrátor), je zobrazen na obr. 2.9 (c). V určitém časovém intervalu, kdy obvod na obr. 2.9 (c) působí jako efektivní semi-integrátor, který má na výstupu napětí, které je úměrné semi-integračně vstupnímu proudu $i(t)$. Pokud rezistory a kondenzátory mají malé hodnoty odporu a kapacity, spodní hranice přesně poloviční integrace může být libovolně malé. Horní časový limit závisí na počtu složek a může být libovolně velkým s použitím dostatečně velkého počtu okruhů s rezistory a kondenzátory. Celkový počet komponent $(2n + 1)$ v obvodu na obr. 2.9 (c) realizuje semi-integrátor, který pracuje přesně v časovém intervalu $n^2/36$.

Na obr. 2.9 (c) je ukázán postup realizace frakčních operátorů.



Obrázek 2.9. Postup realizace frakčních operátorů: (a) počáteční elektrický obvod, (b) přidání integrace obvodu (R_2 , C_1) do počátečního okruhu, (c) frakční operátor $d^{-1/2}/dt^{-1/2}$ nebo semi-integrátor na základě $2n + 1$ nejjednodušších komponent

3. ZPŮSOBY SYNTÉZY A VYHLÍDKY PRO APLIKACE

3.1. Způsoby syntézy fraktálních elektronických prvků na základě RC prvků s rozprostřenými parametry

3.1.1 Koncepce způsobů syntézy RC prvků s rozprostřenými parametry

Tradiční syntéza elektrických obvodů ze soustředěných parametrů prvků (LPE) pro zadané (požadované) frekvenční nebo časové charakteristiky zahrnuje:

1) Výběr obvodové struktury ze známých a dobře prozkoumaných obvodů (jako jsou Fosterova a Cauerova struktura), které mohou vykazovat požadované vlastnosti

2) Následná parametrická syntéza.

Na rozdíl od obvodů se soustředěnými parametry LPE, vyšetřování odporových součástek se rozprostřenými parametry prvků (RC DPE) a elektronických obvodů založených na takových prvcích je složitější a metody se stále hledají, především pro nepravidelnosti geometrie a specifických parametrů materiálů vrstev. Vzhledem k tomu, existuje několik verzí RC DPE struktur, navrhuje dva vzájemně doplňující přístupy k syntéze RC DPE.

První přístup je založen na vytváření a používání databází různých RC DPE struktur, tříděných podle vlastností a dosahovaných parametrů. Elektrické parametry mohou být měněny v určitém rozsahu změnou návrhových geometrických parametrů.

Druhý přístup zahrnuje strukturní syntézu, tedy současně nebo postupně navrhuje strukturu s rozloženými parametry i materiály a vlastnosti vrstev.

3.2. Použití RC DPE

3.2.1. Diferenciace a integrace fraktálního řádu

Analýza článků v literatuře ukazuje, že počet příspěvků věnovaný aplikacím diferenciálních rovnic fraktálního řádu pro popis různých procesů a objektů roste prudce nahoru. Počet článků věnovaných rozvoji analogových elektronických zařízení, které využívají neceločíselné diferenciace a integrace (FDI) se také zvyšuje.

Integrátory a diferenciátory fraktálního řádu můžou být konstruovány podle stejných postupů, jako jsou ty, které odpovídají tradičnímu integrátoru a diferenciátoru na základě operačních zesilovačů (OA). Kondenzátor v tradičním integrátoru nebo diferenciátoru je nahrazen jednobranem, který má fraktální impedanci $Z(j\omega)$

$$Z(j\omega) = A_\alpha(j\omega)^{-\alpha} = Z_\alpha \exp(-j\varphi_\alpha) \quad (15)$$

kde ω je úhlová frekvence; $A_\alpha = \text{konst}$; α - řád součástky; $0 < \alpha < 1$; $Z_\alpha = A_\alpha \omega^{-\alpha}$ je absolutní hodnota impedance nebo amplitudově-frekvenční charakteristiky; a $\varphi_\alpha = \alpha (\pi/2) = \text{konst.}$ je fáze-frekvenční charakteristika (PFC), která je konstantní pro pevný exponent α .

V literatuře tyto prvky se označují jako konstantní fázové prvky (CPE) nebo fraktory nebo fraktálními prvky nebo fraktální impedance. Tyto termíny lépe odrážejí fyzikální význam těchto prvků.

Přenosová funkce integrátoru nebo diferenciátoru je poměr impedance CPE a odporu R rezistoru, který je připojen na vstup integrátoru nebo je zpětnovazebním obvodu diferenciátoru s operačním zesilovače. Pak s přihlédnutím k (15) můžeme získat tyto výrazy pro přenosové funkce:

$$F_{int}(j\omega) = -\frac{Z(j\omega)}{R} = A_1(j\omega)^{-\alpha} \quad (16)$$

$$F_{dif}(j\omega) = -\frac{R}{Z(j\omega)} = A_2(j\omega)^{\alpha} \quad (17)$$

Pro případ $\alpha = 1$ rovnice (16) a (17) odpovídají funkcím převodu integrátoru celočíselného řádu a diferenciátoru celočíselného řádu. Pro $\alpha = 0$, máme měřící zesilovače. Při $0 < \alpha < 1$, výrazy (16) a (17) jsou přenosové funkce integrátoru neceločíselného řádu a diferenciátoru neceločíselného řádu.

3.2.2. Analogové modelování dynamické systémy fraktálního řádu

Zkušenosti z modelování fraktálních procesů a objektů popsaných diferenciálními rovnicemi neceločíselného řádu ukazuje, že když je model založený na prvcích RC DPE, jeho struktura (druhy a počet prvků, připojení obvodu, atd.) musí jednoznačně odrážet nepozorovatelné pravidelné fyzikální procesy, které se vyvíjejí v zkoumaném objektu. Proto, na rozdíl od syntézy CPE, analogové modely RC DPE by měly být syntetizovány s přídavkem na očekávaných fyzických mechanismy tvorby materiálů (kompozity, plasty, tmely a podobně) nebo specifické rysy konstrukce objektu v rámci studie a povaha elektrochemických procesů (procesy v elektrolytické kondenzátory, baterie, prvky integrovaných obvodů). [5]

Modely fraktálních procesů a objektů založené na RC DPE vykazují následující výhody. Za prvé, RC DPE je médium s rozloženými parametry, že více přiměřeně odráží charakter reálných fyzikálních procesů a objektů. Za druhé, vícevrstvá RC DPE, například RC DPE se strukturou R1-G1-C1-R-C2-G2-R2, může být použita pro modelování procesů ve vrstevnatých médiu (vícevrstvé absorpční a maskovací povlaky, vícevrstvé povlaky na povrchu komponent, vícevrstvé struktury biologických tkání, vícevrstvé prvky integrovaných obvodů atd.) Za třetí, na rozdíl od RC LPE modely, ve kterých jsou použity pouze dva druhy prvků (R a C), ve vícevrstvé RC DPE, je možno použít tři různých prvků s rozprostřenými parametry (R, G, L, C).

Složité fraktální objekty mohou být modelovány s použitím vícevrstvého virtuálního všeobecného LRCG DPE určeném místě vstupu, které můžou být analyzovány a syntetizovány metodou konečných distribuovaných prvků (FDE). Pak je možné vytvořit univerzální modelování médium vhodné pro identifikaci parametrů složitých frakční řádu dynamických systémů. [1]

3.2.3. Systémy řízení fraktálního řádu

Další aplikaci diferenciálních rovnic neceločíselného řádu nacházíme v oblasti automatické regulace, v konstrukci tzv. fraktálních regulátorů. Studie na regulačních systémech přináší teoretické a experimentální důkazy, že regulátory fraktálního řádu řídí (to control) procesy neceločíselného řádu mnohem účinněji, než regulátory celočíselného řádu.

Příkladem praktické realizaci tohoto přístupu pro výstavbu řídicích systémů je realizace integrodiferenciačního regulátoru poměrného neceločíselného řádu ($PI^\lambda D^\mu$) ve formě takzvaného regulátoru CRONE (COMMANDE Robustní d'Ordre Non regulátor entier). Zde zápis je vytvořen z počátečních písmen názvů jednotek regulátoru: (P) proporcionální, (I) integrační, (D) rozlišený; λ je řád integrátoru a μ je řád diferenciátoru. [6, 7]

Hardwarová implementace těchto regulátorů $PI^\lambda D^\mu$ je orientována směrem k digitálním technologiím. Je zřejmé, že tento přístup je vhodný pro regulaci pomalých procesů. Nicméně jestliže procesy fungují při vysokých rychlostech, potom levný analogový PID regulátor neceločíselného řádu $PI^\lambda D^\mu$ může být dobrou alternativou drahým vysokorychlostním signálovým procesorům.

3.2.4. Hybridní počítače

Jak je známo, diferenciální rovnice je nejrychleji vyřešena v reálném čase pomocí analogových počítačů (ACS). Analogové počítače byly v minulosti značně rozšířeny, dnes se používají výjimečně pro speciální úlohy – pro řešení některých problémů spojených s řízením rychle se pohybující objekty, k optimalizaci a simulaci řídicích systémů a vytváření složitých simulátorů, většinou jako tzv. hybridní počítače (HCS).

Výkon hybridních počítačů může být zvýšen v případě integrátorů a diferenciátorů libovolného fraktálního řádu na bázi RC-DPE a analogových jednotek, které počítají speciální funkce a které jsou založeny na těchto integrátorech a diferenciátorech.

3.2.5. Měření fyzikálních veličin

Procesy v technologických a přírodních systémech lze charakterizovat jako časoprostorové skalární nebo vektorová pole různé povahy. Měření a testování takových systémů hrají hlavní roli při zajišťování informací pro řízení technologických systémů a složitých procesů moderní výroby.

V roce 1990 byla navržena koncepce distribuovaného měřicího média (DMM) a kontinuální snímače s tímto médiem pro měření prostorových změn oblastí - každý bod je jakoby miniaturním snímačem. Struktury odporově kapacitní (RC) s rozprostřenými parametry mohou být použity jako DMM.

Prostřednictvím výběru elektrofyzikálních a fyzikálně-chemických parametrů měřicí struktury (média) docílíme selektivní citlivosti na určité oblasti, které mají být měřené. Nanesením termo-, foto-, nebo magneto-odporového materiálu nebo polovodiče jako složky obsažené v měřicím médiu, je možné vytvořit přímou nebo nepřímou citlivosti média v tepelné, hydrodynamické nebo elektromagnetické či optické oblasti.

4. FILTR FRAKTÁLNÍHO ŘADU A JEHO SROVNÁNÍ S FILTREM CELÉHO ŘADU

Jak již bylo zmíněno po mnoho desetiletí se v elektronice úspěšně používají klasické filtry celého řádu a rozsah jejich použití je obrovský. Tento typ obvodu je definován diferenciálními rovnicemi celého řádu.

Jako příklad uveďme, že filtr celého řádu podle obr. 4.1 je charakterizován následujícími hlavními parametry:

1. Mezní frekvence

$$f_0 = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \omega_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

2. Přenosová funkce

$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{b_ms^m + b_{m-1}s^{m-1} + b_{m-2}s^{m-2} + \dots + b_1s + b_0}{d_ns^n + d_{n-1}s^{n-1} + d_{n-2}s^{n-2} + \dots + d_1s + d_0}$$

kde $N(s)$ - Laplaceova transformace výstupního signálu, $D(s)$ - Laplaceova transformace vstupního signálu, $b_m \dots b_0$ - reálné koeficienty čitatele polynomu, $d_n \dots d_0$ - reálné koeficienty polynomu jmenovatele



Obrázek 4.1. Obvod filtrů dolní a horní propustí prvního řádu [8]

Ale s konstrukcí prvních fraktálních kondenzátorů (obr. 4.2, 4.3), máme možnost vytvořit filtr fraktálního řádu, například bikvadratický fraktální filtr, jako filtr dolní i horní propusti, když nahradíme konvenční kondenzátory za fraktální kondenzátory. Fraktální kondenzátory nejsou běžně dostupné na trhu, pro pokusy je můžeme nahradit (modelovat, aproximovat) konečnou soustavou n článků RC (obr. 4.4), tuto komplexní součástku můžeme potom popsat frakčním Laplaceovým operátorem s^α . Obr. 4.5 znázorňuje příklad návrhu fraktálního kondenzátoru pomocí vrstevného obvodu s rozloženými parametry, jako doplnění obr. 4.2 a 4.3.

Na univerzitě v Iževsku byl vyvinut fraktální kondenzátor [8], který vykazuje vlastnosti poměrně blízké k chování ideálního fraktálního kondenzátoru v určitém frekvenčním pásmu (1kHz-100kHz, v našem případě). Tento fraktální kondenzátor je na elektrolytickém principu. V této práci je použit pro návrh a realizaci bikvadratického fraktálního filtru typu Kerwin-Huysmans-Newcomb s dvěma fraktálními prvky. Impedance Z může být vyjádřena jako:

$$Z(s) = \frac{1}{C_f * s^\alpha}$$

kde C_F je kapacita kondenzátoru fraktálu a α ($0 < \alpha \leq 1$) - jeho řad.

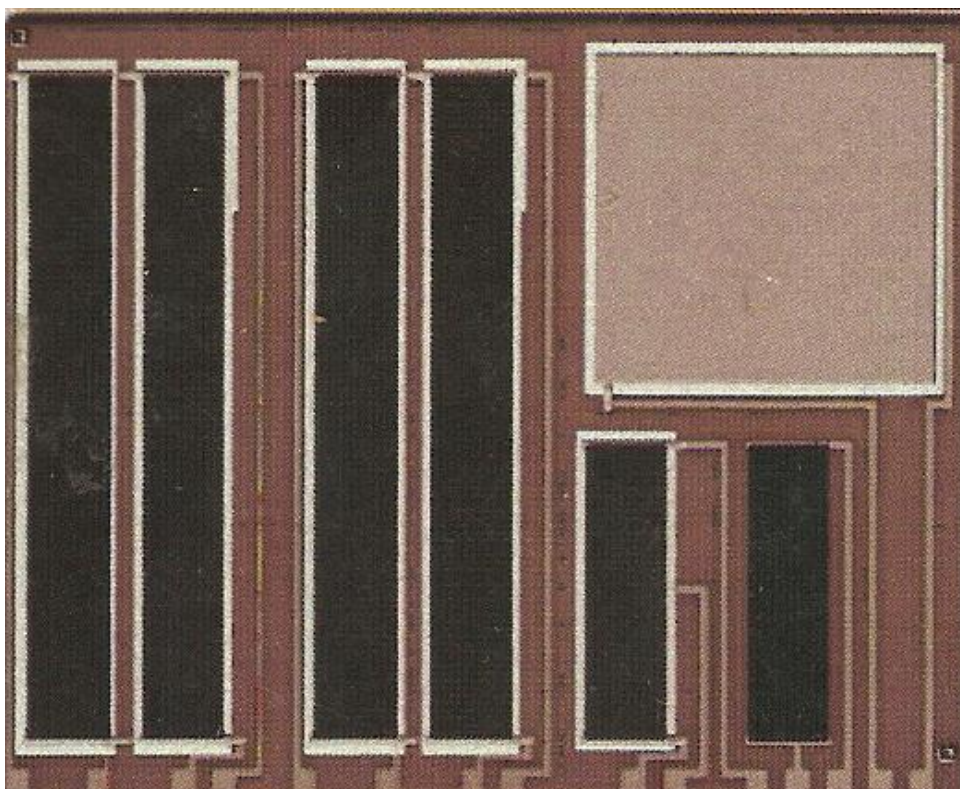
Na obr. 4.6 je zobrazena konstrukce třívrstvého fraktálního kondenzátoru. Tento prvek se skládá z řady postupně střídaných dielektrických a odporových vrstev se svorkami odporových vrstev. Tak se jedna nebo více odporových vrstev je vyrobena z materiálu, jehož elektrický odpor je citlivý na fyzikální nebo chemické namáhání, a každá odporová vrstva obsahuje alespoň dva elektrické svorky a průřez, který se rozděluje RC-prvek na podmíněné části.

První odporová vrstva obsahuje dvě elektrické svorky, které se nachází na protilehlých okrajích vrstvy, a jsou vstupem a výstupem signálu. Druhá odporová vrstva obsahuje tři elektrické svorky, první a druhá jsou umístěny na protilehlých okrajích vrstvy a třetí přiléhá k průřezu, přičemž první svorka je na vstupu, a druhá a třetí jsou výstupy signálu.

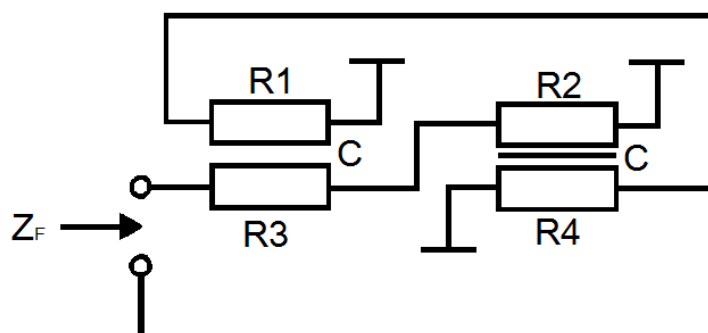
Parametrický RC-prvek se skládá ze svorek 1 - 5, odporových vrstev 6 - 7 a dielektrické vrstvy 8. Odpor vrstev 6, 7 je charakterizován rezistivitami ρ_1 a ρ_2 . Kapacita mezi odporovými vrstvami je rozložena a charakterizována jako $C = \epsilon \epsilon_0 / d$, kde ϵ je dielektrická konstanta materiálu vrstvy 8, ϵ_0 je dielektrická konstanta, d je tloušťka vrstvy 8. Vrstvy 6 a 7 mají příčné řezy 9 a 10, jejichž šířka je podstatně menší než podélné rozměry vrstev. Odporové vrstvy 6 a 7 jsou v elektrickém kontaktu se dvěma svorkami uspořádaný na vzájemně protilehlých okrajích vrstev: vrstva 6 má svorky 1, 2, vrstva 7 má svorky 3, 4. Kromě toho, odporová vrstva 7 je v elektrickém kontaktu se svorkou 5, přiléhající k průřezu 10.

Hlavní zvláštnost je závislost elektrických charakteristik (AKC, FKC, a další) na parametry ρ_1 , ρ_2 , C , a na poměr parametrů $\rho_1/\rho_2 = N$. Při fyzikálním nebo chemickém působení jakékoli povahy (elektromagnetické nebo radioaktivní záření, teplota, atd) na citlivou odporovou vrstvu 6 nebo 7, máme možnost změnit poměr N v provozu rovnoměrně homogenní změnami ρ_1 a/nebo ρ_2 .

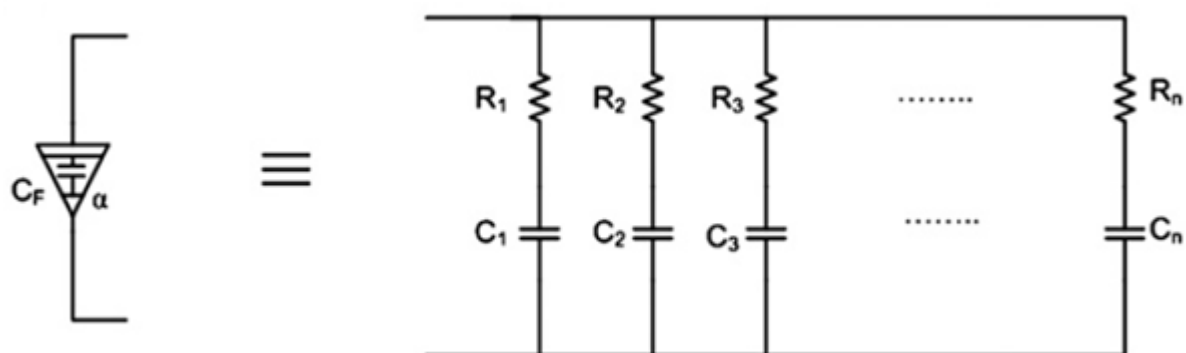
Na obr. 4.7 je zobrazen testovací systém fraktálního filtru na univerzitě v Iževsku.



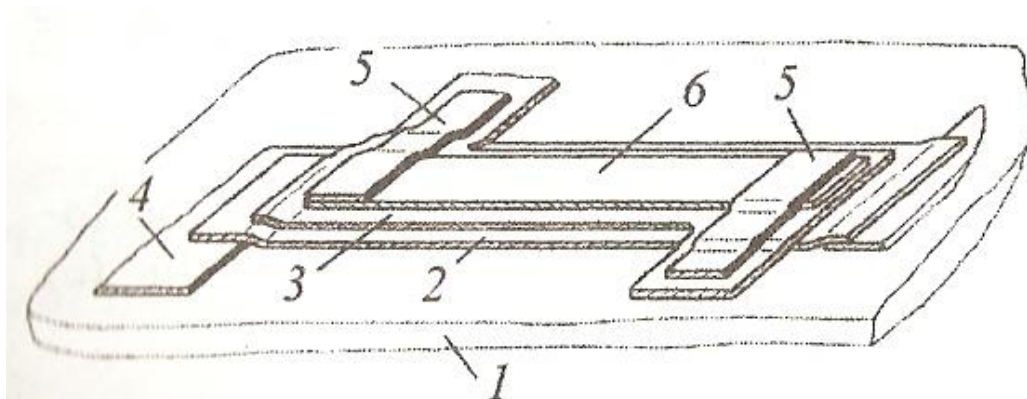
Obrázek 4.2. Model fraktálního kondenzátoru [8]



Obrázek 4.3. Schéma fraktálního kondenzátoru [8]

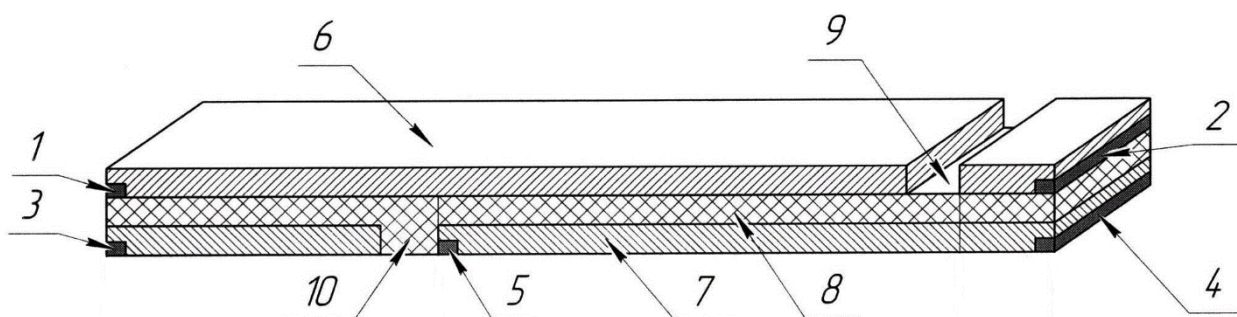


Obrázek 4.4. Náhradní obvod fraktálního kondenzátoru ve formě RC-obvodu [10]



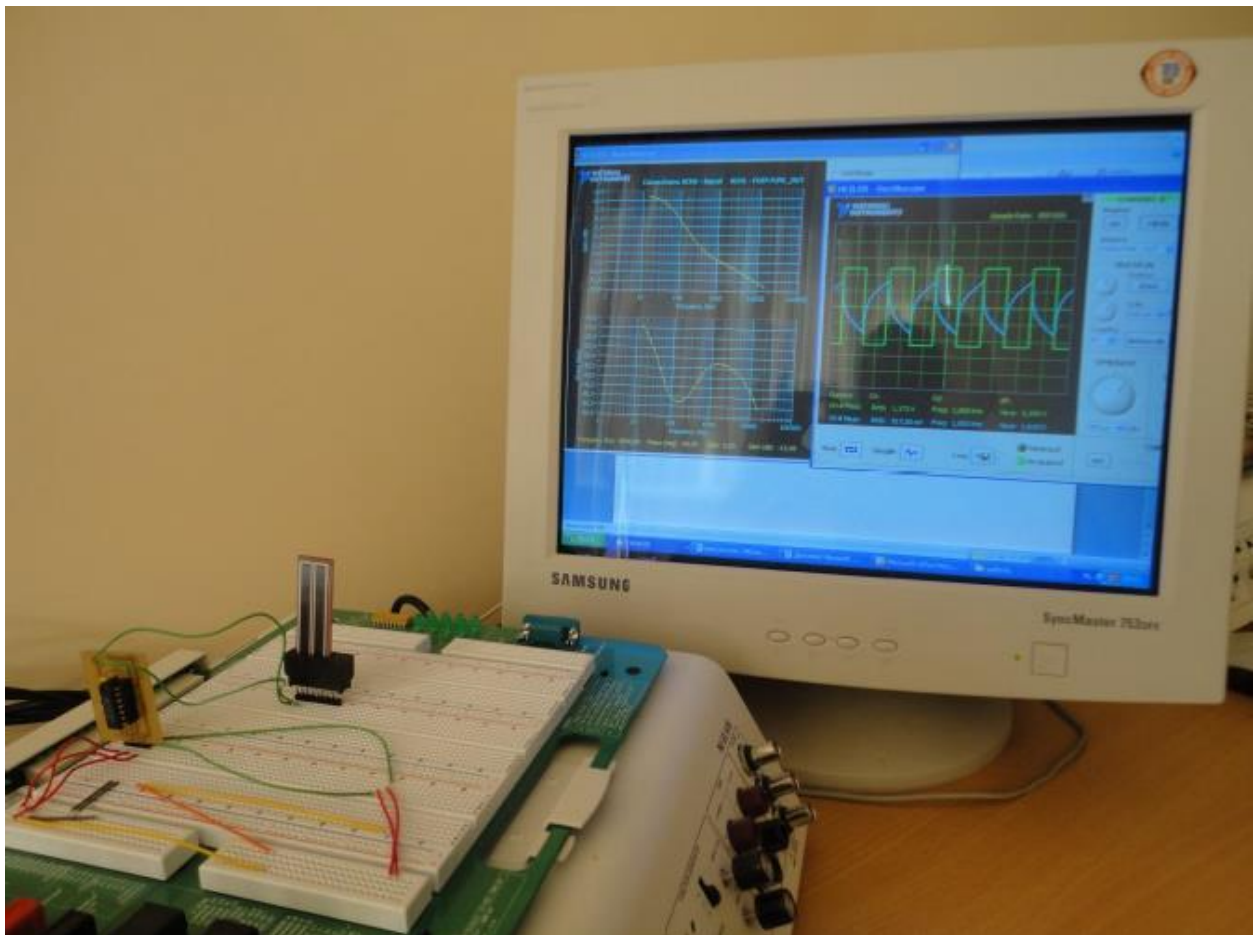
Obrázek 4.5. Konstrukce fraktálního kondenzátoru [8]. Tato konstrukce je shodná s normálním kondenzátorem, je změna v materiálu, namísto dobře vodivého hliníku je použit méně vodivý materiál

- 1 - substrát
- 2 - obložení,
- 3 - dielektrický film,
- 4 - výstup elektroda,
- 5 - svorky odporové vrstvy,
- 6 - odporová vrstva



Obrázek 4.6. Konstrukce třívrstvého fraktálního kondenzátoru [11]

- 1-5 - vstupní/výstupní svorky
- 6, 7 - odporové vrstvy
- 8 - dielektrická vrstva
- 9, 10 - příčné řezy vrstev 6 a 7



Obrázek 4.7. Testovací systém fraktálního filtru na univerzitě v Iževsku

Nyní vyšetříme hlavní charakteristiky navrhovaného filtru fraktálního řádu:

1. Frekvence maximálního a minimálního přenosu, při které frekvenční odezva má maximální nebo minimální hodnotu

$$\left(\frac{d}{d\omega}\right)|T(j\omega)|_{\omega=\omega_m} = 0$$

2. Mezní frekvence, při které je výkon poklesne na $\frac{1}{\sqrt{2}}$ jeho hodnoty v propustném pásmu.

$$\left|T(j\omega_h) = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)\right|T(j\omega_{pass-band})|$$

Jak je známo z konvenční teorie filtrů, návrh dolní propusti je vzorem pro další druhy kmitočtových filtrů pomocí tzv. kmitočtového normování a kmitočtové transformace. V této práci stejný postup se používá pro vývoj filtru fraktálního řádu s dvěma závislými řády.

3. Přenosová funkce filtru dolní propusti je dána vztahem

$$T(s) = \frac{d}{s^{\alpha+\beta} + as^{\alpha} + c} \quad (18)$$

kde a , c a d jsou konstanty a α a β - fraktální řad na obvodových prvcích.

4. Charakteristická rovnice filtru

$$D(j\omega, \alpha, \beta) = (\omega^{\alpha+\beta} \cos(\frac{(\alpha+\beta)\pi}{2}) + a\omega^\alpha \cos(\frac{\alpha\pi}{2}) + c) + j(\omega^{\alpha+\beta} \sin(\frac{(\alpha+\beta)\pi}{2}) + a\omega^\alpha \sin(\frac{\alpha\pi}{2}))$$

(19)

5. Čtverec charakteristické rovnice

$$|D(j\omega, \alpha, \beta)|^2 = \omega^{2(\alpha+\beta)} + a^2\omega^{2\alpha} + 2a\omega^{2\alpha+\beta} \cos(0,5\beta\pi) + 2ac\omega^\alpha \cos(0,5\alpha\pi) + 2c\omega^{\alpha+\beta} \cos(0,5(\alpha+\beta)\pi) + c^2$$

(20)

4.1. Filtry fraktálního řadu se závislými řády

Jelikož v praxi fraktální řady součástek jsou závislé, předpokládejme že $\beta = k\alpha$, kde $0 < \alpha, k\alpha < 2$. Tehdy za těchto podmínek přenosová funkce bude vypadat:

$$T(s) = \frac{d}{s^{\alpha(1+k)} + as^\alpha + c}$$

(21)

To znamená, že čtverec charakteristické rovnice lze přepsat jako:

$$|D(j\omega, \alpha, k)|^2 = \omega^{2\alpha(k+1)} + a^2\omega^{2\alpha} + 2a\omega^{\alpha(2+k)} \cos\left(\frac{\alpha k\pi}{2}\right) + 2ac\omega^\alpha \cos\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) + 2c\omega^{\alpha(k+1)} \cos\left(\frac{\alpha(k+1)\pi}{2}\right)$$

(22)

4.1.1. Přetvoření fraktální frekvence

Při návrhu uvažujeme použití filtrů typu dolní propustí. Přenosová funkce filtru dolní propustí je představena následujícím způsobem:

$$T_{LPF}(s, a_L, c_L, d_L, \alpha_L, \beta_L) = \frac{d_L}{s^{(\alpha_L+\beta_L)} + a_L s^{\alpha_L} + c_L}$$

(23)

Následně přejdeme od prototypu dolní propustí na uspořádání horní propustí.

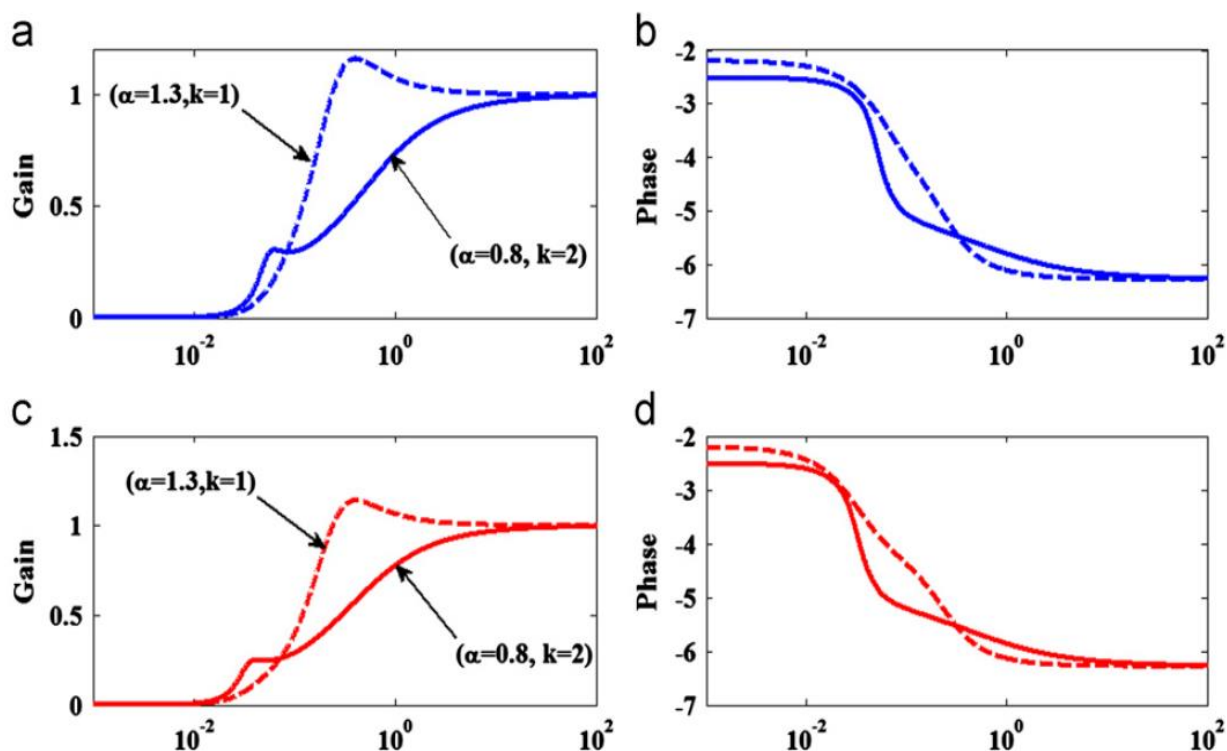
4.1.2. Přejít od filtru dolní propusti do filtru horní propusti

Prototyp dolní propustí je přeměněn na filtr typu horní propustí škálováním přenosové funkce na $1/s$. Potom za použití předchozí navržené přenosové funkce filtru dolní propustí (23), přenosová funkce filtru horní propustí je následující:

$$T_{HPF}((s, a_H, c_H, d_H, \alpha_H, \beta_H)) = \frac{d_H s^{(\alpha_H+\beta_H)}}{s^{(\alpha_H+\beta_H)} + a_H s^{\alpha_H} + c_H}$$

(24)

Pak za použití (24) z parametrů filtru dolní propusti uvedených výše, získáme parametry horní propusti. Modelování v programu Matlab získaného filtru horní propusti je uvedeno na obr. 4.8.



Obrázek 4.8. Amplitudová kmitočtová charakteristika a fázová kmitočtová charakteristika horní propusti při $C_H = 1/2$ (a), (b) a $C_H = 1/5$ (c), (d). Návrh v programu Matlab

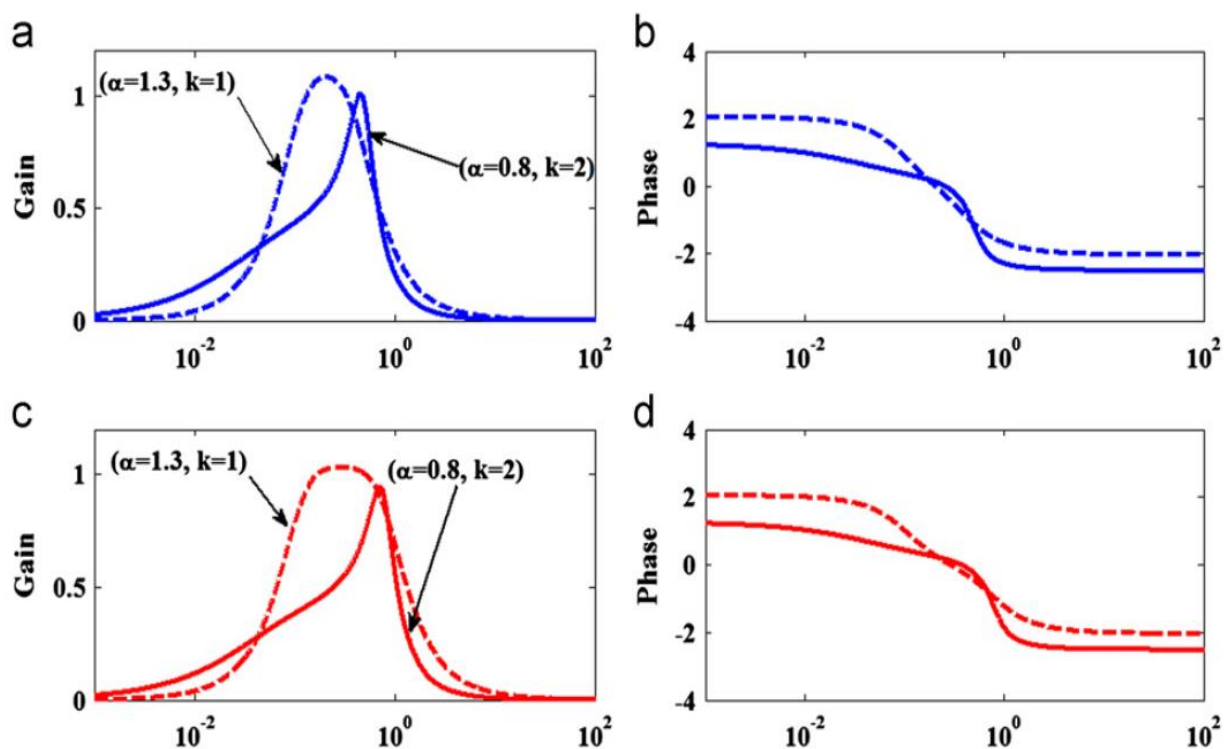
4.1.3. Přechod od filtru dolní propusti do filtru pásmové propusti

Transformace odezvy pásmového filtru je složitější. Pásmové filtry mohou být klasifikovány jako širokopásmové nebo úzkopásmové v závislosti na oddělení pólů. Pokud úhlové frekvence pásmové propusti jsou široce odděleny (více než 2 oktávy), širokopásmový filtr může být vytvořen jako samostatný kaskádový filtr nízké frekvence a vysoké frekvence.

Transformační proces v případě pásmové propusti prochází posunováním prototypu dolní propusti do nové středové frekvence. Přenosová funkce pásmové propusti je následující:

$$T_{BPF}(s, a_B, c_B, d_B, \alpha_B, \beta_B) = \frac{d_B}{s^{(\alpha_B + \beta_B)} + a_B s^{\alpha_B} + c_B} \quad (25)$$

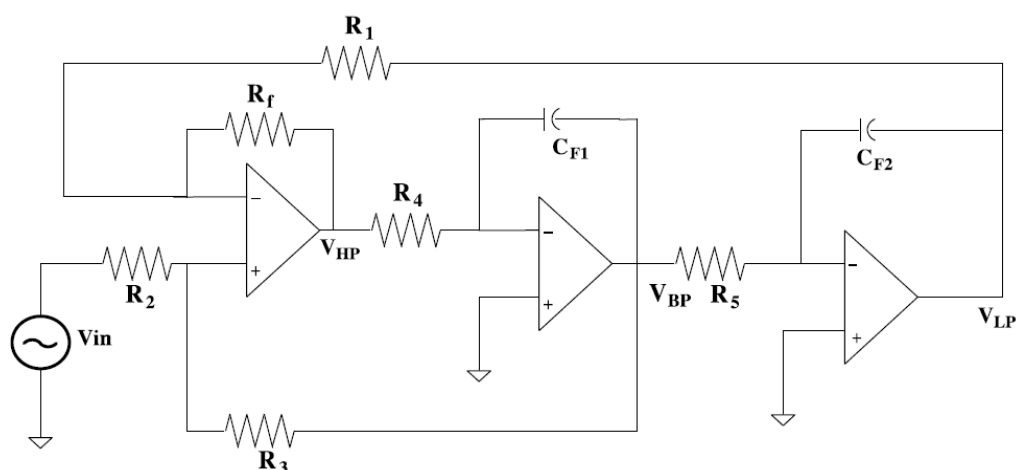
Pak za použití (25) z parametrů filtru dolní propusti uvedených výše, získáme parametry pásmové propusti. Modelování v programu Matlab získaného filtru pásmové propusti je uvedeno na obr. 4.9.



Obrázek 4.9. Amplitudová kmitočtová charakteristika a fázová kmitočtová charakteristika pásmové propusti při $C_B = 2$ (a), (b) a $C_B = 5$ (c), (d). Návrh v programu Matlab

4.2. Konstrukce filtru fraktálního řádu

První fraktální filtry byly navrženy s jedním fraktálním prvkem. Byly navrženy: fraktální filtr typu dolní propusti, fraktální filtr typu horní propusti, fraktální pásmová propust a fázovací fraktální článek (tzv. all-pas), a to podle zvoleného mezního kmitočtu atd. Ve druhé fázi, díky nové navržené metodě výpočtu přenosové funkce a parametrů fraktálních prvků a filtru, je možné vytvořit filtr se dvěma fraktálními prvky různých řádů α, β .



Obrázek 4.10. Bikvadratický fraktální filtr se dvěma fraktálními kondenzátory C_{f1} a C_{f2} [10]

Zde vyjdeme známého filtru RC - obvodu druhého řádu, ale dva normální kondenzátory budou nahrazeny dvěma fraktálními kondenzátory různých řádů α a β . Elementární náhradní schéma se používá pro simulaci fraktálního kondenzátoru. Bikvadratický fraktální filtr Kerwin-Huelsman-Newcomb (obr. 4.10) současně poskytuje chování dolní a horní kmitočtových propusti. Když $R_3 = R_4 = R_5 = R_6$, přenosová funkce filtru Kerwin-Huelsman-Newcomb bude stanovena:

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{1/C_1 C_2 R_1 R_2}{s^{\alpha+\beta} + (1/C_1 R_1) s^{\alpha} + 1/C_1 C_2 R_1 R_2} \quad (26)$$

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{s^{\alpha+\beta}}{s^{\alpha+\beta} + (1/C_1 R_1) s^{\alpha} + 1/C_1 C_2 R_1 R_2}$$

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{(-1/C_1 R_1) s^{\alpha}}{s^{\alpha+\beta} + (1/C_1 R_1) s^{\alpha} + 1/C_1 C_2 R_1 R_2}$$

Je zřejmé, že přenosová funkce filtru Kerwin-Huelsman-Newcomb v oblasti dolních frekvencí odpovídá rovnici (18). Proto získáme:

$$a = \frac{1}{C_1 R_1} \quad (26)$$

$$c = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}$$

5. BIKVADRATICKÝ FRAKTÁLNÍ FILTR K-H-N SE DVĚMA FRAKTÁLNÍMI PRVKY RŮZNÝCH ŘADŮ

V této kapitole je popsána experimentální část této diplomové práce. Zadáním je navrhovat bikvadratický fraktální filtr s použitím dvou fraktálních kondenzátorů řadů α a β ($0 < \alpha, \beta \leq 1$) s mezními frekvencemi, které jsou ve frekvenčním rozsahu práce těchto kondenzátorů (1kHz-100kHz). Během návrhu používáme fraktální kondenzátory C_{F1} řadů $\alpha = 0,86$, kapacity $0,257 \times 10^{-9} \text{ F/s}^{0,14}$ a C_{F2} řadů $\beta = 0,46$, kapacity $1,9 \times 10^{-6} \text{ F/s}^{0,54}$. Frekvenční charakteristiky filtru, získané experimentálně, jsou srovnány s výsledky simulace pomocí programu MATLAB/Simulink a programu PSpice, kde fraktální kondenzátor byl modelován náhradním RC-obvodem.

5.1. Parametry filtru fraktálního řadu

1. Přenosová funkce filtru

Fraktální filtry se vyznačují přenosovou funkcí, která obsahuje zlomkové mocniny proměnné s v čitateli a jmenovateli své přenosové funkce. Bikvadratický filtr působí jako dolní i horní a pásmová propustí současně filtr používá dva kapacity různého fraktálního řadu α a β (C_{F1} a C_{F2}).

Přenosové funkce pro dolní, horní a pásmovou propust mohou být vyjádřeny v obecné formě jako

$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (27)$$

kde $D(s) = s^{\alpha+\beta} + \alpha s^{\beta} + b$, $N(s) = Kb$ (pro dolní propust), $N(s) = Ks^{\alpha+\beta}$ (pro horní propust), $N(s) = Kas^{\beta}$ (pro pásmovou propust)

Tady

$$K = \frac{2R_3}{R_2 + R_3} = 1$$

$$a = \frac{2R_2}{(R_2 + R_3) R_4 C_{F1}} = 1,76 \times 10^3$$

$$b = \frac{1}{R_4 R_5 C_{F1} C_{F2}} = 3,43 \times 10^6$$

Při náhradě všech parametrů dostáváme, že přenosová funkce dolní propustí je:

$$T_{DP}(s) = \frac{3,43 \times 10^6}{s^{1,32} + 0,86s^{0,46} + 3,43 \times 10^6}$$

Přenosová funkce horní propustí je:

$$T_{HP}(s) = \frac{s^{1,32}}{s^{1,32} + 0,86s^{0,46} + 3,43 \times 10^6}$$

Přenosová funkce pásmovou propustí je:

$$T_{PP}(s) = \frac{1,76 \times 10^3 s^{0,46}}{s^{1,32} + 0,86s^{0,46} + 3,43 \times 10^6}$$

Když $\alpha = \beta = 1$, jakost filtru může být vyjádřena jako:

$$Q' = \frac{R_2 + R_3}{2R_2} = 1$$

Pro modelování a teoretické výpočty, vybíráme hodnoty složek, uvedené v tabulce 5.1. Z rovnice (27) mělo by být zřejmé, že mezní frekvence lze měnit pomocí změny řadu filtru.

Tabulka 5.1. Hodnoty filtračních prvků použité pro modelování filtru a experimentálních výpočtů

Složky	Hodnoty
R_1, R_2, R_3, R_4, R_f	2,2 MΩ
R_5	0,27 kΩ
$C_{F1} (\alpha = 0,86)$	$0,257 \times 10^{-9} \text{ F/s}^{0,14}$
$C_{F2} (\beta = 0,46)$	$1,9 \times 10^{-6} \text{ F/s}^{0,54}$
a	$1,76 \times 10^3$
b	$3,43 \times 10^6$
Q', K	1

2. Frekvence maximálního a minimálního přenosu a mezní frekvence fraktálního filtru

Frekvence maximálního a minimálního přenosu (frekvence, při které reakce má maximální nebo minimální hodnoty) a mezní frekvence (frekvence, při které odezva klesne na 0,707) a šířka pásma jsou hlavní parametry filtru, a proto je máme spočítat.

a) dolní propust

Přenosová funkce je uvedena v (27). Zde zisk stejnosměrného proudu filtru je jeden, přičemž vysokofrekvenční zisk je nulový. Frekvence maximálního přenosu se vypočítá vyřešením nelineární rovnice

$$2(\alpha + \beta)\omega^{2\alpha+\beta} + 2\alpha^2\beta\omega^\beta + 2a(\alpha + 2\beta)\cos\left(\frac{\pi\alpha}{2}\right)\omega^{\alpha+\beta} + 2b(\alpha + \beta)\cos\left(\frac{\pi(\alpha + \beta)}{2}\right)\omega^\alpha + 2ab\beta\cos\left(\frac{\pi\beta}{2}\right) = 0 \quad (28)$$

Při náhradě všech parametrů dostáváme nelineární rovnice:

$$2,64\omega^{2,18} + 0,6804\omega^{0,46} + 6,265 \times 10^3 \cos(0,43\pi)\omega^{1,32} + 9,0552 \times 10^6 \cos(0,66\pi)\omega^{0,86} + 5,55 \times 10^9 \cos(0,23\pi) = 0$$

Ve srovnání s klasickým filtrem druhého řádu, kde $\alpha = \beta = 1$,

$$a = \frac{\omega_0}{Q}$$

$$b = \omega_0^2$$

Z rovnice (28) dostaneme

$$\omega_m = \sqrt{b - \frac{a^2}{2}} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}$$

což ukazuje, že není maximálně ploché reakce, pokud

$$b < 2a^2$$

co znamená

$$Q < \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Mezní frekvence lze získat z rovnice (28):

$$\omega_0^{2(\alpha+\beta)} + \frac{2a(\alpha+2\beta)\cos(\frac{\pi\alpha}{2})}{\alpha+2\beta}\omega_0^{\alpha+2\beta} + \frac{2ab\beta\cos(\frac{\pi\beta}{2})}{\beta}\omega_0^\beta + \frac{2b(\alpha+\beta)\cos(\frac{\pi(\alpha+\beta)}{2})}{\alpha+2\beta}\omega_0^{\alpha+\beta} + a^2\omega_0^{2\beta} - b^2 = 0 \quad (29)$$

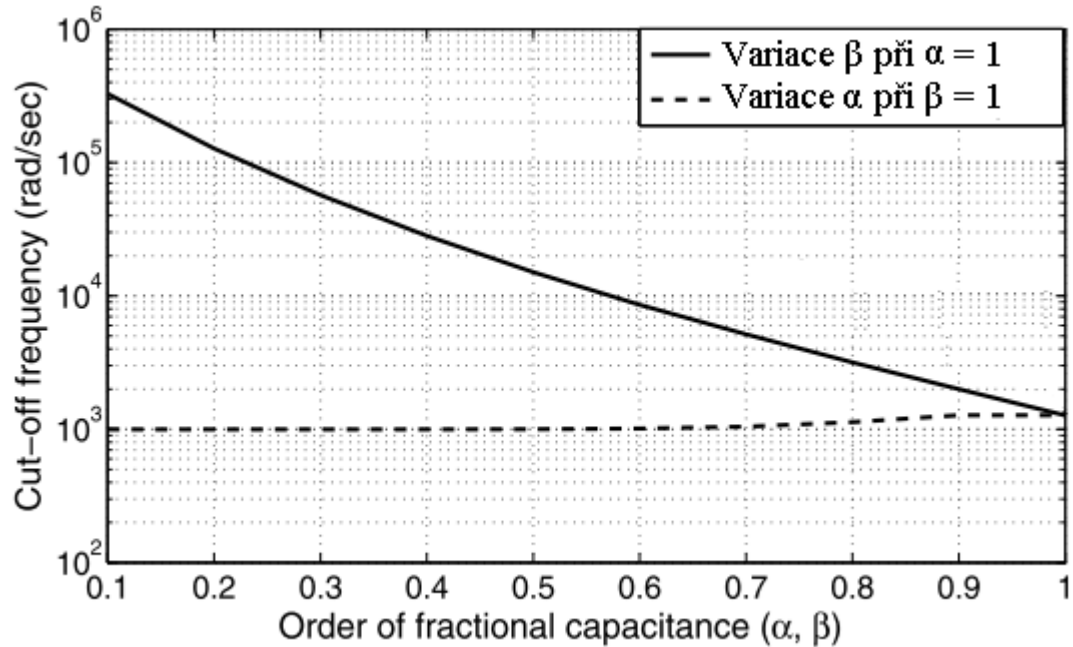
Při náhradě všech parametrů dostáváme nelineární rovnice:

$$\omega_0^{2,64} + \frac{6,265 \times 10^3 \cos(0,43\pi)}{1,78}\omega_0^{1,78} + \frac{5,55 \times 10^9 \cos(0,23\pi)}{0,46}\omega_0^{0,46} + \frac{9,0552 \times 10^6 \cos(0,66\pi)}{1,78}\omega_0^{1,32} + 3,0976 \times 10^6 \omega_0^{0,92} - 11,7649 \times 10^{12} = 0$$

Při výpočtu jsem dostal hodnotu mezní frekvence $\omega_{0DP} = 16,2 \text{ kHz}$

Nejprve vytvoříme změnu ω_0 relativně β , ale bez změny konstanty α ($\alpha = 1$) a pak se změníme ω_0 , vzhledem k α , bez změny konstanty β ($\beta = 1$), jak je znázorněno na obr. 5.1.

Za předpokladu β jako nastavení parametrů, mezní frekvence může být zvýšena na asi 3×10^5 rad/s, v porovnání s mezní frekvencí $1,27 \times 10^3$ rad/s RC-obvodu celého řadu, aby beze změny časové konstanty. Nicméně ω_0 zůstává konstantní, když α se mění, ale β zůstává konstantní, jak je znázorněno na obr. 5.1.



Obrázek 5.1. Změna ω_0 , poměrně řadu fraktální kapacity ve fraktální dolní propusti. Simulace v programu Matlab

b) horní propust

Přenosová funkce je uvedena v (28). Zde získáme stejnosměrného proudu filtru je v té době, jako vysokofrekvenční získání je nulový. Frekvence maximálního přenosu se vypočítá vyřešením nelineární rovnice

$$\alpha \cos\left(\frac{\pi\alpha}{2}\right) \omega^{\alpha+2\beta} + b(\alpha + \beta) \cos\left(\frac{\pi(\alpha + \beta)}{2}\right) \omega^{\beta} + a^2 \alpha \omega^{2\beta} + ab(2\alpha + \beta) \omega^{\beta} + b^2(\alpha + \beta) = 0 \quad (30)$$

Při náhradě všech parametrů dostáváme nelineární rovnice:

$$1,5136 \times 10^3 \cos(0,43\pi) \omega^{1,78} + 4,5276 \times 10^6 \cos(0,66\pi) \omega^{0,46} + 2,663 \times 10^6 \omega^{0,92} + 13,16 \times 10^9 \omega^{0,46} + 15,53 \times 10^{12} = 0$$

V porovnání s klasickým systémem druhého řádu, kde $\alpha = \beta = 1$, z (30), vidíme, že

$$\omega_m = \sqrt{\frac{2b^2}{2b - a^2}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}}$$

která splňuje rovnici frekvence maximálního přenosu.

Podobně, mezní frekvence se vypočítá vyřešením rovnice řešení (31):

$$\omega_0^{2(\alpha+\beta)} - 2a \cos\left(\frac{\pi\alpha}{2}\right) \omega_0^{\alpha+2\beta} - 2b \cos\frac{\pi(\alpha+\beta)}{2} \omega_0^{\alpha+\beta} - 2ab \cos\left(\frac{\pi\beta}{2}\right) \omega_0^\beta - a^2 \omega_0^{2\beta} - b^2 = 0 \quad (31)$$

Při náhradě všech parametrů dostáváme nelineární rovnice:

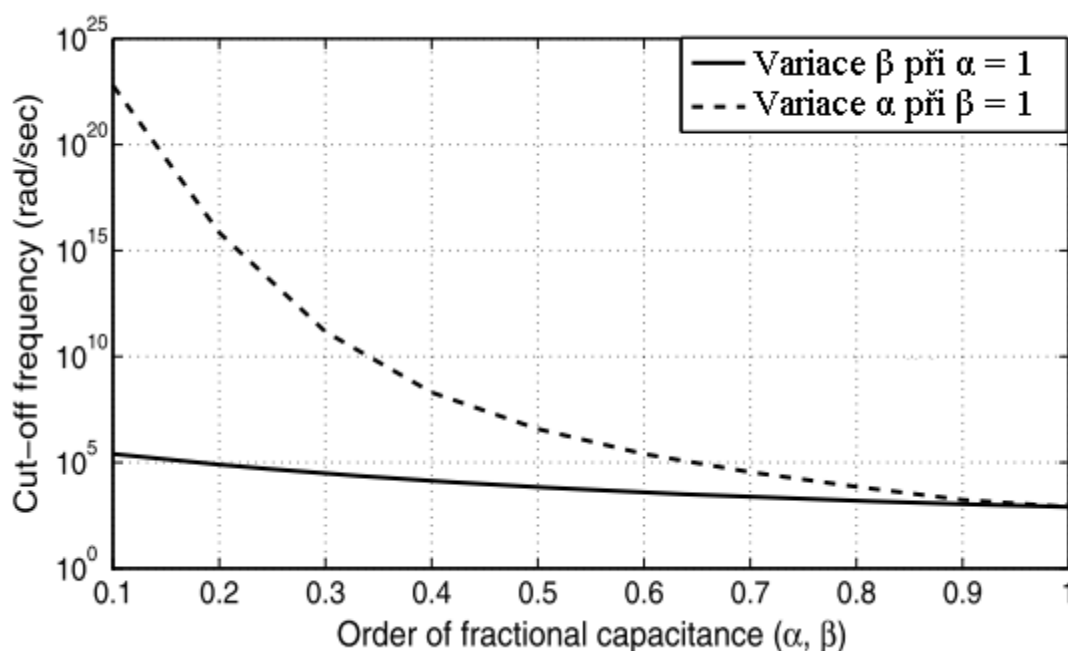
$$\omega_0^{2,64} - 3,52 \times 10^3 \cos(0,43\pi) \omega_0^{1,78} - 6,86 \times 10^6 \cos(0,66\pi) \omega_0^{1,32} - 12,0736 \times 10^{12} \cos(0,23\pi) \omega_0^{0,46} - 3,0976 \times 10^6 \omega_0^{0,92} - 11,7649 \times 10^{12} = 0$$

Při výpočtu jsem dostal hodnotu mezní frekvence $\omega_{0HP} = 6,93 \text{ kHz}$

Nejprve vytvoříme změnu ω_0 relativně β , ale bez změny konstanty α ($\alpha = 1$) a pak se změním ω_0 vzhledem k α , bez změny konstanty β ($\beta = 1$), jak je znázorněno na obr. 5.2.

Za předpokladu β jako nastavení parametrů, mezní frekvence může být zvýšena na asi $2,2 \times 10^5 \text{ rad/s}$, v porovnání s mezní frekvencí $0,86 \times 10^3 \text{ rad/s}$ RC-obvodu celého řadu, aby beze změny časové konstanty.

Nicméně ω_0 stala velmi vysoká, kolem 10^{22} rad/s pro horní propust při změně α , bez změny konstanty β , jak je znázorněno na obr. 5.2, které je třeba se vyhnout.



Obrázek 5.2. Změna ω_0 poměrně řadu fraktální kapacity ve fraktální horní propusti. Simulace v programu Matlab

c) pásmová propust

Přenosová funkce je uvedena v (28). Frekvence maximálního přenosu lze vypočítat vyřešením nelineární rovnice (32):

$$\alpha \omega^{2(\alpha+\beta)} + \alpha a \cos \frac{\pi \alpha}{2} \omega^{\alpha+2\beta} + b(\alpha - \beta) \cos \frac{\pi(\alpha + \beta)}{2} \omega^{\alpha+\beta} - \alpha b \beta \cos \frac{\pi \beta}{2} \omega^\beta - \beta b^2 = 0 \quad (32)$$

Při náhradě všech parametrů dostáváme nelineární rovnice:

$$0,86\omega^{2,64} + 1,5136 \times 10^3 \cos(0,43\pi) \omega^{1,78} + 1,372 \times 10^6 \cos(0,66\pi) \omega^{1,32} - 2,776 \times 10^9 \cos(0,23\pi) \omega^{0,46} - 1,5778 \times 10^6 = 0$$

Při výpočtu jsem dostal hodnotu frekvence maximálního přenosu (centrální frekvence)

$$\omega_{mPP} = 9,3 \text{ kHz}$$

Z (32) při $\alpha = \beta$ máme 3 řešení:

$$\omega_{m1} = b^{\frac{1}{2\alpha}}$$
$$\omega_{m2}, \omega_{m3} = \left(-a \cos \frac{\pi \alpha}{2} \pm \sqrt{a^2 \cos^2 \frac{\pi \alpha}{2}}\right)^{\frac{1}{\alpha}}$$

Mezní frekvence se vypočítají vyřešením rovnice řešení (33):

$$\omega^{2(\alpha+\beta)} - 2a \cos \frac{\pi \alpha}{2} \omega^{\alpha+2\beta} - 2b \cos \frac{\pi(\alpha + \beta)}{2} \omega^{\alpha+\beta} - 2ab \cos \frac{\pi \beta}{2} \omega^\beta - a^2 \omega^{2\beta} - b^2 = 0 \quad (33)$$

Při náhradě všech parametrů dostáváme nelineární rovnice:

$$\omega^{2,64} - 3,52 \times 10^3 \cos(0,43\pi) \omega^{1,78} - 6,86 \times 10^6 \cos(0,66\pi) \omega^{1,32} - 12,0736 \times 10^9 \cos(0,23\pi) \omega^{0,46} - 3,0976 \times 10^6 \omega^{0,92} - 11,7649 \times 10^{12} = 0$$

Při výpočtu jsem dostal hodnoty mezních frekvencí $\omega_{01PP} = 6,16 \text{ kHz}$ a $\omega_{02PP} = 11,67 \text{ kHz}$

Šířka pásma pásmovou propustí je: $\omega_{02PP} - \omega_{01PP} = 11,67 \text{ kHz} - 6,16 \text{ kHz} = 5,51 \text{ kHz}$

V porovnání s klasickým systémem druhého řádu, kde $\alpha = \beta = 1$, z (32), vidíme, že

$$\omega_{01}, \omega_{02} = \frac{\sqrt{a^2 + 4b} \pm a}{2Q}$$

Při náhradě

$$a = \frac{\omega_0}{Q}$$

$$b = \omega_0^2$$

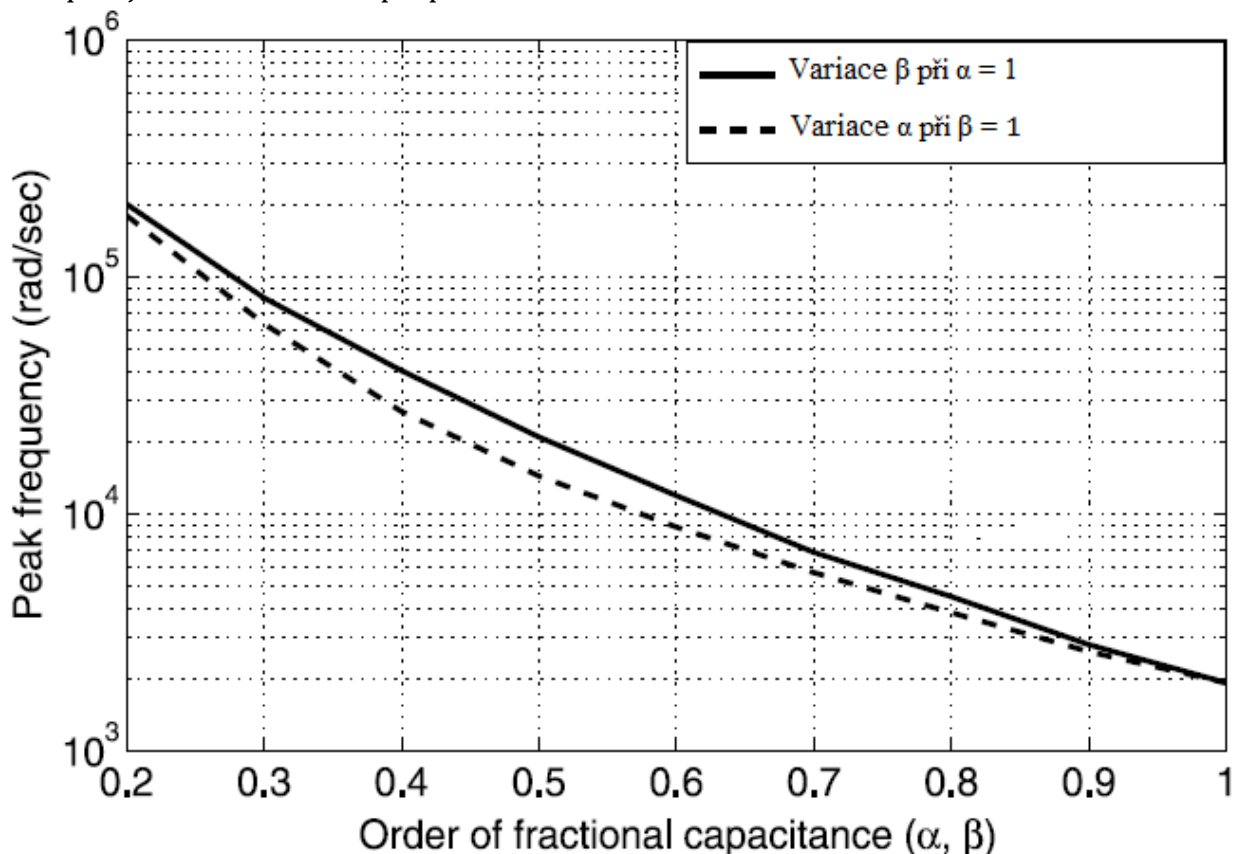
dostaneme

$$\omega_{01}, \omega_{02} = \frac{\sqrt{1 + 4Q^2} \pm 1}{2Q} \omega_0$$

nebo šířku pásma

$$\omega_{02} - \omega_{01} = \frac{\omega_0}{2Q}$$

což splňuje klasické rovnici propusti druhého řádu.

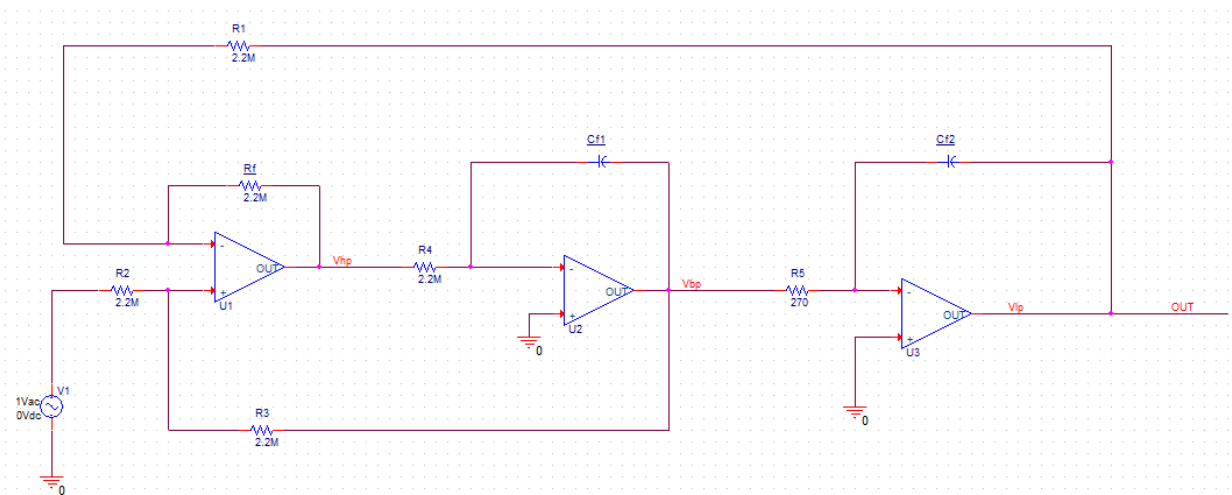


Obrázek 5.3. Změna ω_m poměrně řadu fraktální kapacity ve fraktální pásmové propusti.
Simulace v programu Matlab

Na obr. 5.3 vidíme, že maximální frekvence filtru se zvýší do řádu 10^5 rad/s, v porovnání s maximální frekvencí $1,76 \times 10^3$ rad/s filtru druhého řádu. Nicméně, jakost snižuje, když klesá řad filtru s rostoucí šířkou pásma. Tedy, s použitím fraktálních kondenzátorů maximální frekvence může mít mnohem větší závislost na RC_F tj. změnou řadů kondenzátoru α a β .

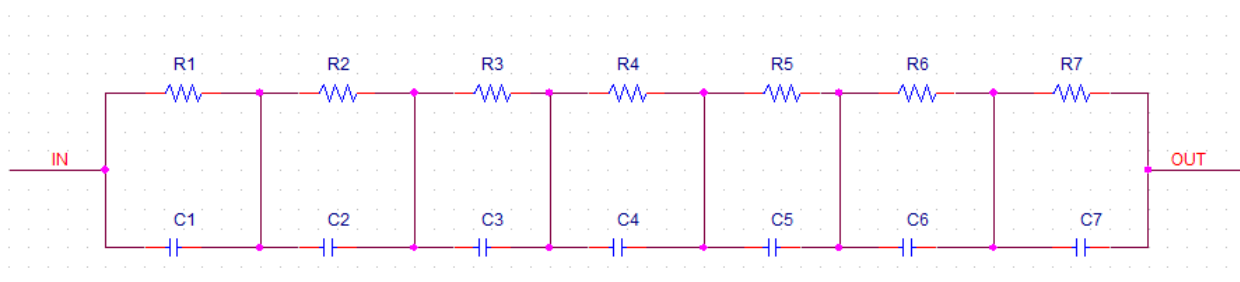
5.2. Modelování fraktálního filtru a výsledky měření

Bikvadratický fraktální filtr byl realizován náhradou klasických kondenzátorů dvěma fraktálními kondenzátory C_{F1} a C_{F2} (obr. 5.4)



Obrázek 5.4. Experimentální obvod K-H-N-filtru s dvěma fraktálními kondenzátory C_{f1} a C_{f2} . Simulace v PSpice

Ale K-H-N-filtr s fraktálními kondenzátory není možné simulovat přímo ve Spice. Pro simulaci v PSpice fraktální kondenzátory s řady α a β jsou nahrazeny RC-obvodem, jak je znázorněno na obr. 5.5. Lze zjistit, že kondenzátor C_{f1} řady $\alpha = 0,86$ a fraktální kapacity $0,257 \times 10^{-9} \text{ [F/s}^{0,14}]$ lze realizovat použitím rezistorů a kondenzátorů při $R_j + 1/R_j = 3,4$ a $C_j + 1/C_j = 1,22$. Podobně realizujeme druhý fraktální kondenzátor C_{f2} řady $\beta = 0,46$ a kapacity $1,9 \times 10^{-6} \text{ [F/s}^{0,54}]$: $R_j + 1/R_j = 1,75$ a $C_j + 1/C_j = 2$. Hodnoty odporů a kapacit jsou uvedeny v tabulce 5.2.



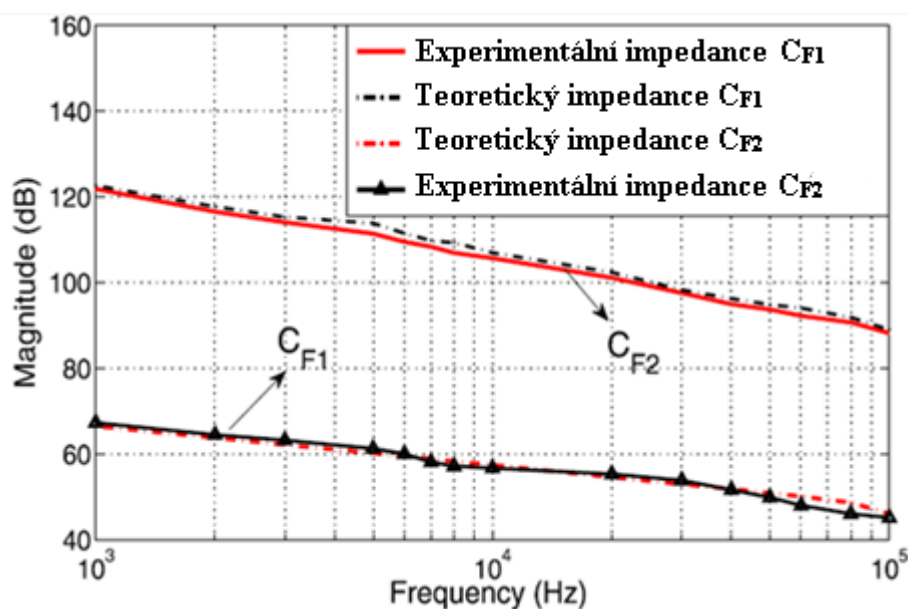
Obrázek 5.5. Náhradní obvod fraktálního kondenzátoru ve formě RC-obvodu. Simulace v PSpice

Tabulka 5.2. Hodnoty odporů a kapacit v náhradním RC-obvodu

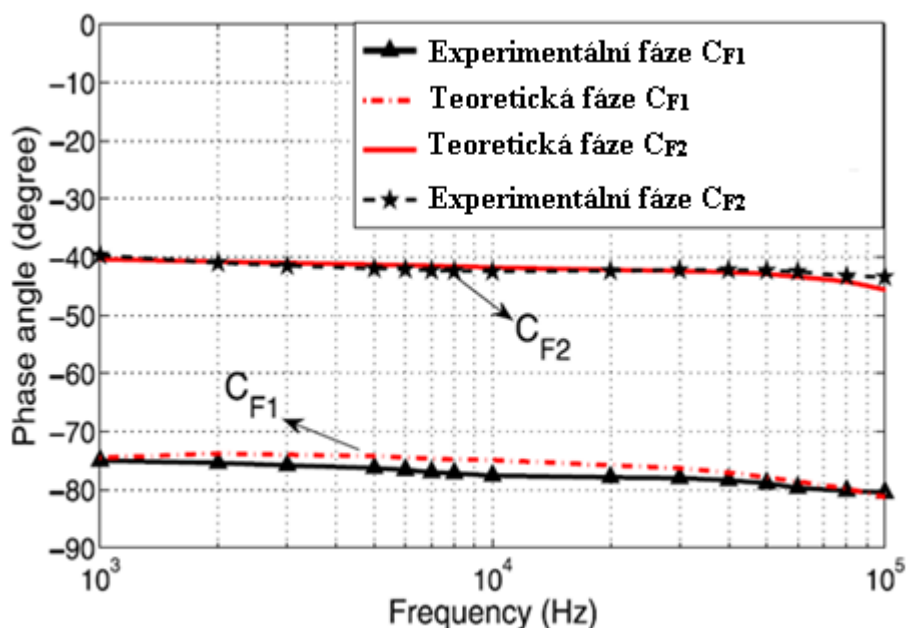
Parametr	$C_{f1} = 0,257 \times 10^{-9} \text{ [F/s}^{0,14}]$	$C_{f2} = 1,9 \times 10^{-6} \text{ [F/s}^{0,54}]$
R1	18,4 Ω	3,2 Ω
R2	62,6 Ω	5,6 Ω
R3	212,7 Ω	9,8 Ω
R4	723,2 Ω	17,2 Ω
R5	2,46 k Ω	30 Ω

R6	8,36 k Ω	52 Ω
R7	28,4 k Ω	92 Ω
C1	27,3 uF	13 nF
C2	33,3 uF	26 nF
C3	40,6 uF	52 nF
C4	49,6 uF	104 nF
C5	60,4 uF	208 nF
C6	73,7 uF	416 nF
C7	90 uF	832 nF

Na obr. 5.6 a 5.7 jsou zobrazena srovnání teoretických a experimentálních amplitudových kmitočtových a fázových kmitočtových charakteristik charakteristiky ideálních fraktálních kondenzátorů C_{f1} a C_{f2} a jejich náhradních RC-obvodů v programu Matlab. A vidíme, že experimentální výsledky MATLAB simulace jsou v blízkosti teoretickým výsledkům.



Obrázek 5.6. Srovnání teoretické amplitudové kmitočtové charakteristiky ideálních fraktálních kondenzátorů C_{f1} a C_{f2} a experimentální amplitudové kmitočtové charakteristiky jejich náhradních RC-obvodů z programu Matlab



Obrázek 5.7. Srovnání teoretické fázové kmitočtové charakteristiky ideálních fraktálních kondenzátorů C_{F1} a C_{F2} a experimentální fázové kmitočtové charakteristiky jejich náhradních RC-obvodů z programu Matlab

Porovnání simulace v programu MATLAB a PSpice je na obr. 5.8. Experimentálně získané frekvenční charakteristiky dolní, horní a pásmovou propusti jsou uvedeny na obr. 5.9. Experimentálně získané logaritmické amplitudové kmitočtové charakteristiky dolní a horní jsou uvedeny na obr. 5.10.

V obou případech experimentální výsledek porovnává s výsledky programu MATLAB (s použitím ideálních fraktálních kondenzátorů) a PSpice. Jak se očekávalo, experimentální výsledky PSpice a MATLAB simulace jsou v blízkosti teoretickým výsledkům. Výsledky jsou uvedeny v tabulkách 5.3 a 5.4.

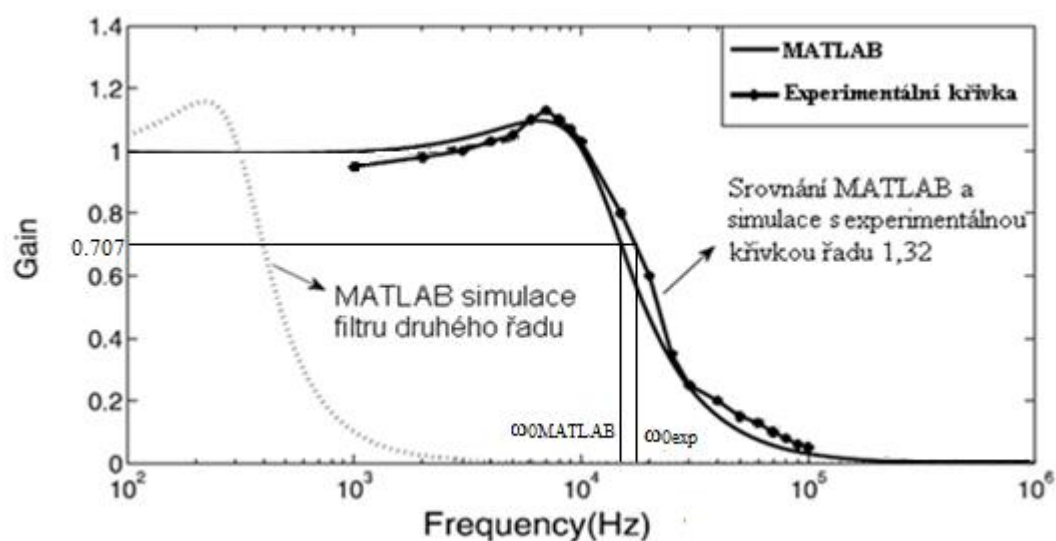
Tabulka 5.3. Porovnání fraktálních parametrů filtru získané experimentálně s výsledky simulace v programu MATLAB

Parametr	Experimentální výsledky	MATLAB simulace
Mezní frekvence dolní propusti	14,98 kHz	16,2 kHz
Mezní frekvence horní propusti	6,93 kHz	7,24 kHz
Frekvence maximálního přenosu pásmové propusti (centrální frekvence)	9,3 kHz	10,28 kHz

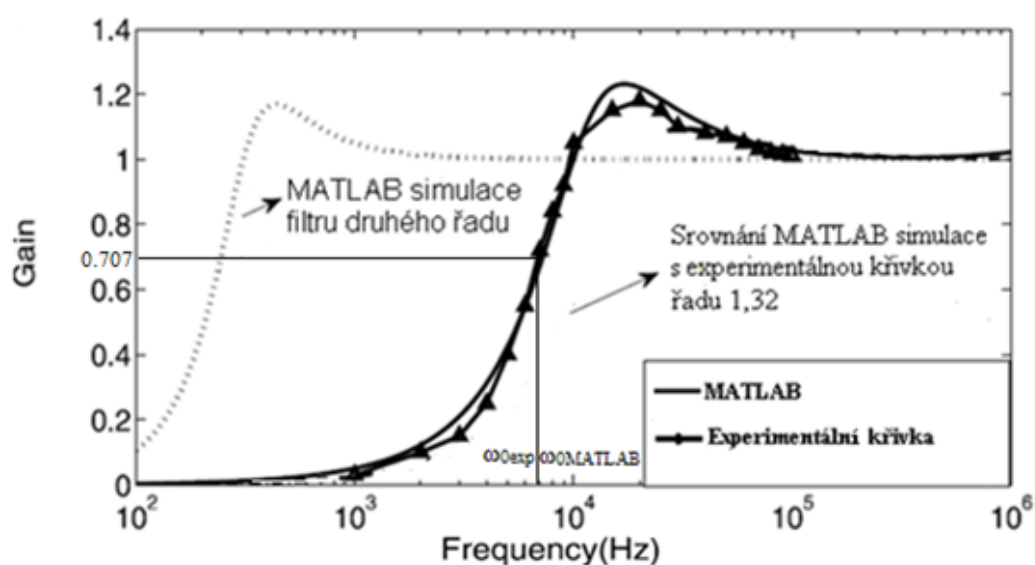
Tabulka 5.4. Útlum fraktálního filtru: experimentální výsledky a výsledky simulace v programu MATLAB

Parametr	Experimentální výsledky	MATLAB simulace
Útlum dolní propusti	-26,68 dB/dec	-27,37 dB/dec
Útlum horní propusti	-26,75 dB/dec	-25,6 dB/dec

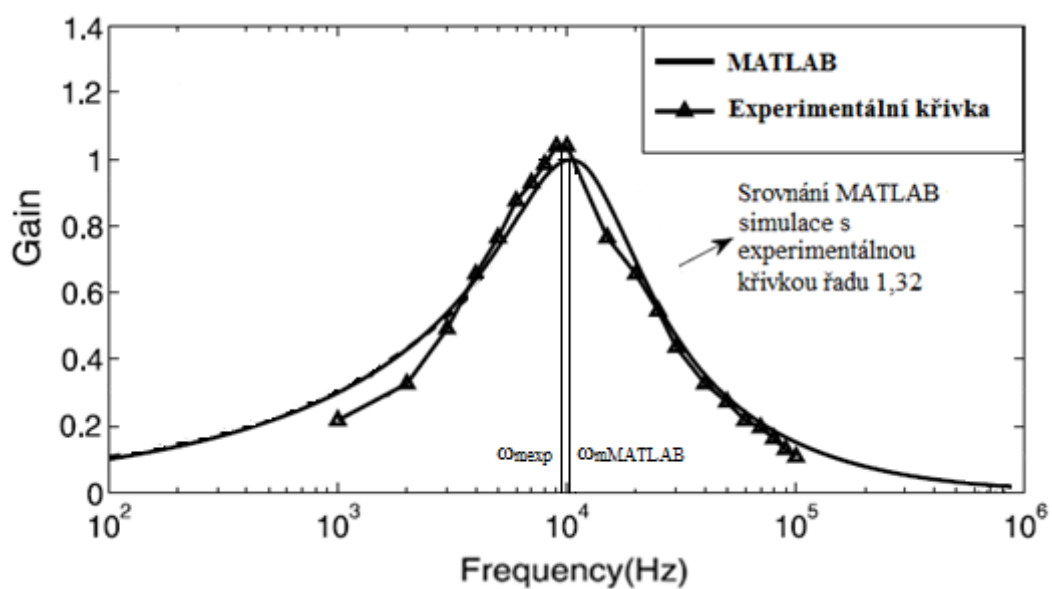
Následně vidíme, že útlum v nepropustném pásmu filtru je také snížený. To se dobře odráží v tabulce 5.4, zatímco filtr celého řádu má zeslabení -40 dB/dec.



(a)

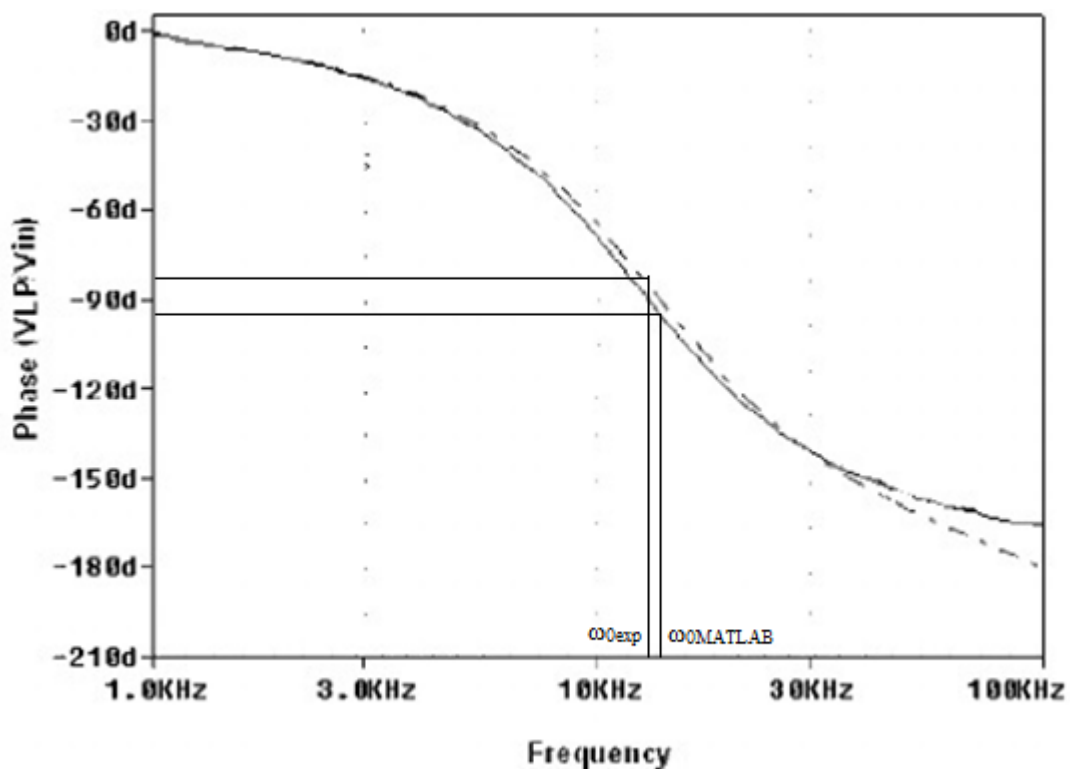


(b)

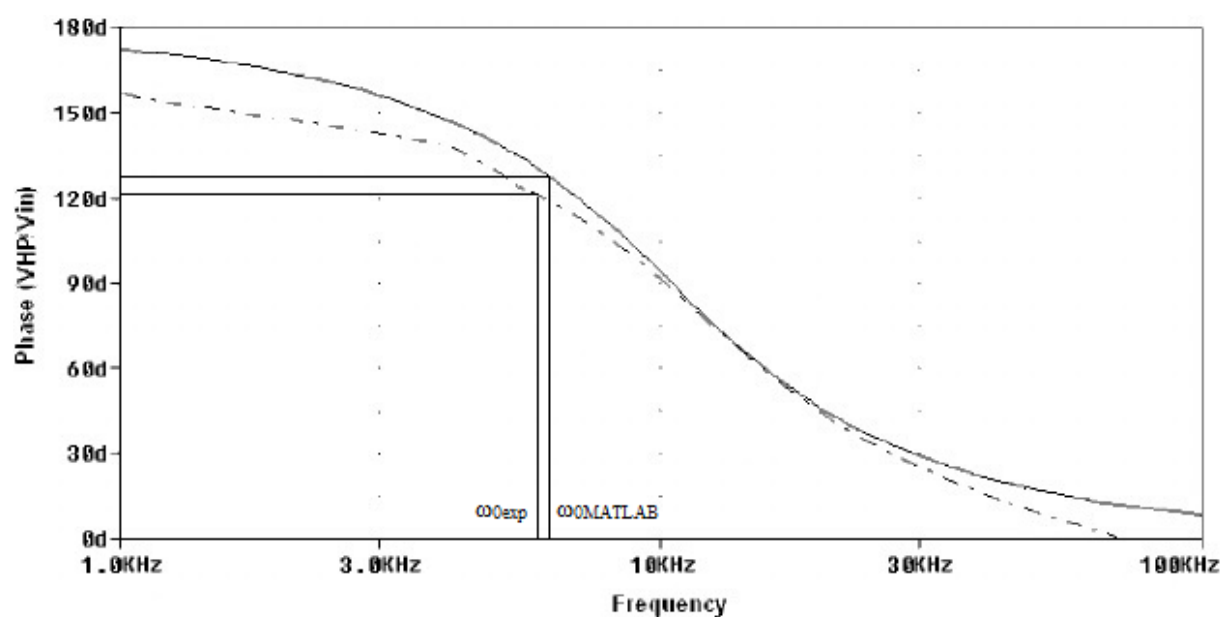


(c)

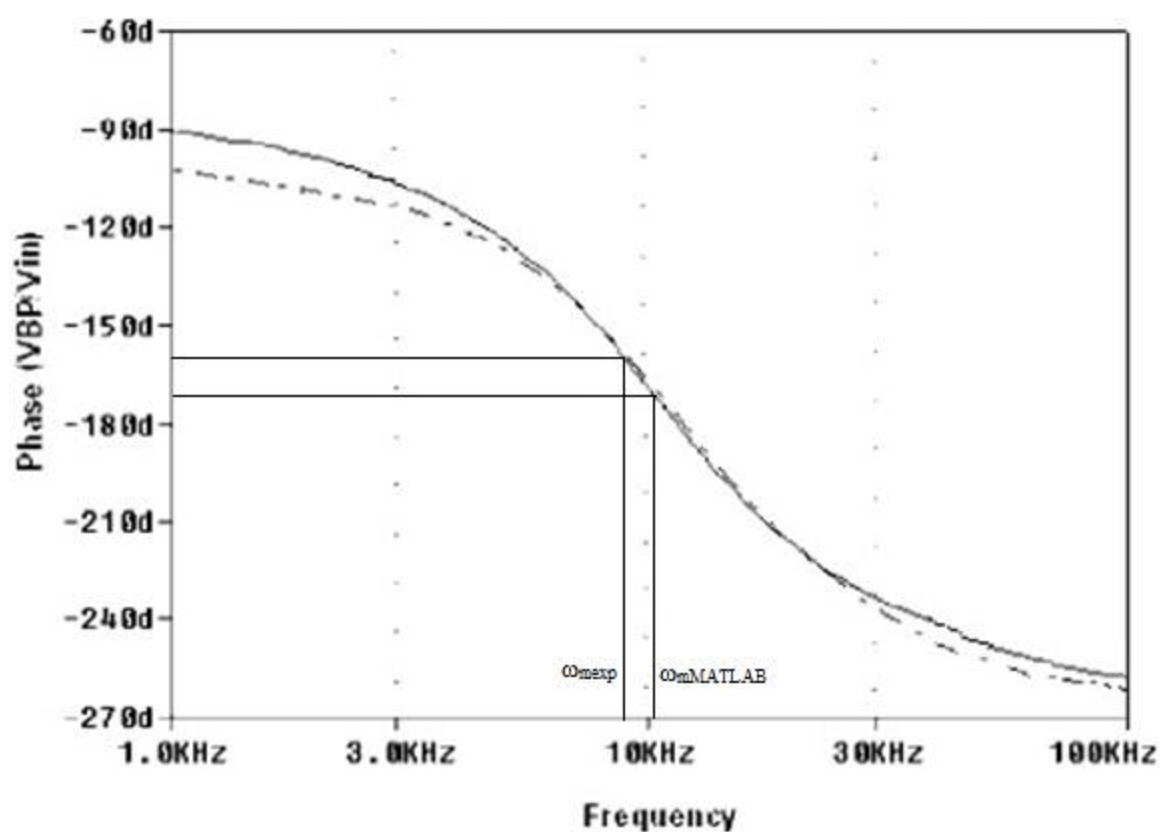
Obrázek 5.8. Srovnání změřené a teoretické (vypočtené) amplitudové kmitočtové charakteristiky s charakteristikami z programů Matlab a PSpice: simulace dolní propusti (a), horní propusti (b) a pásmová propust (c)



(a)

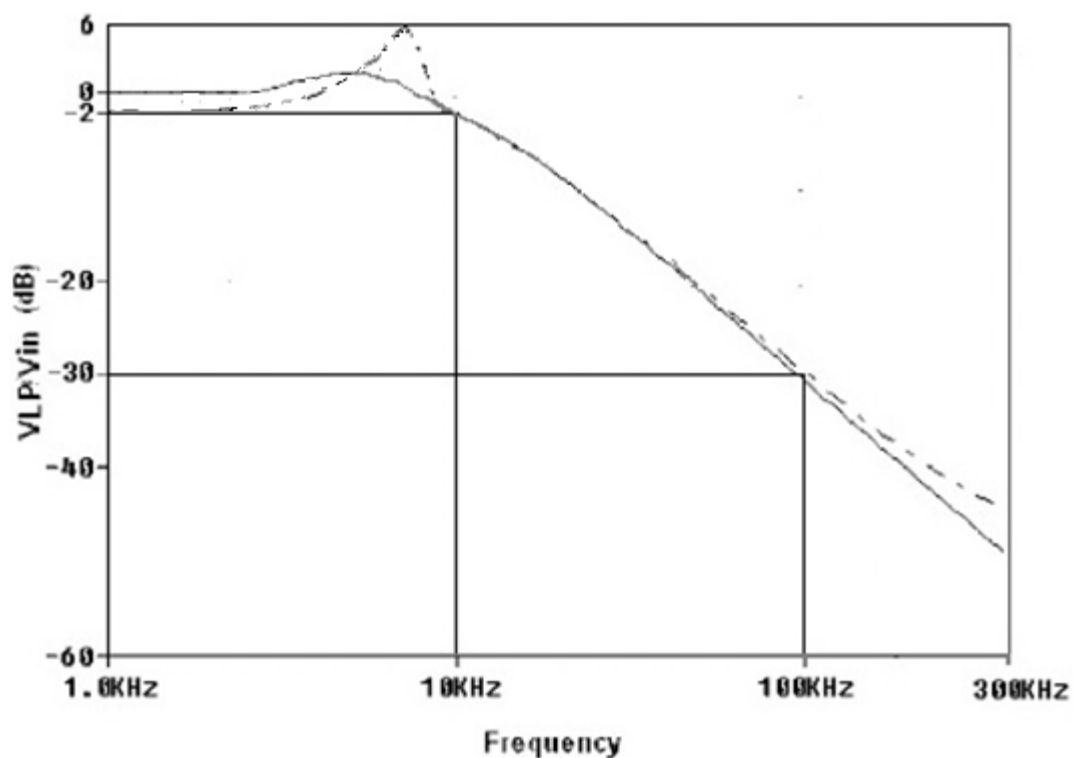


(b)

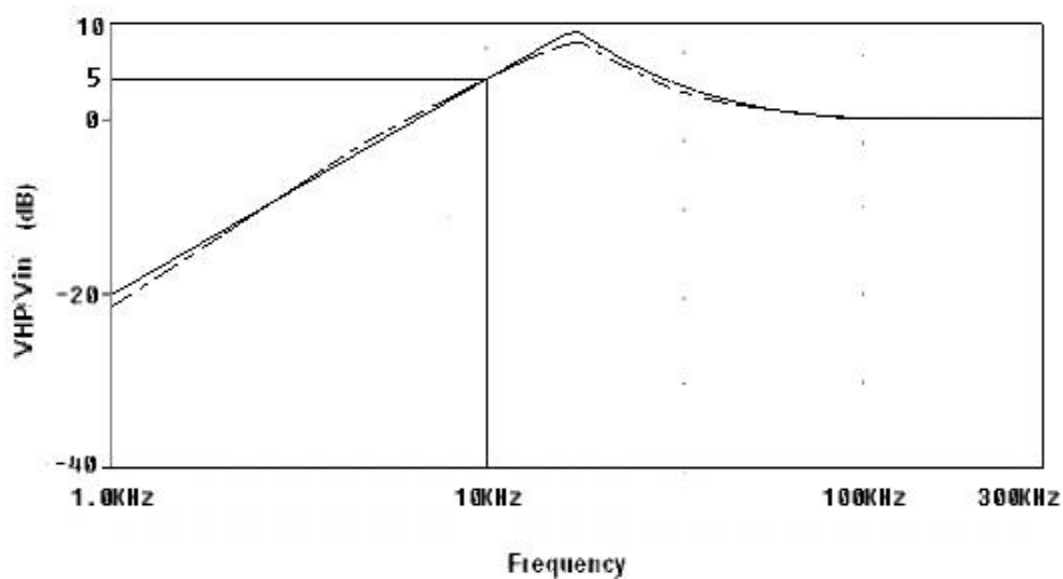


(c)

Obrázek 5.9. Srovnání změřené a vypočtené fázové kmitočtové charakteristiky z programu PSpice: simulace: dolní propusti (a), horní propusti (b) a pásmovou propusti (c). Přerušovaná čára znázorňuje experimentální graf, plná čára – vypočtený graf.



(a)



(b)

Obrázek 5.10. Srovnání změřené a vypočtené logaritmické amplitudově kmitočtové charakteristiky z programu PSpice: simulace: dolní propusti (a), horní propusti (b). Přerušovaná čára znázorňuje experimentální graf, plná čára – vypočtený graf.

6. PŘÍKLADY POUŽITÍ FILTRU FRAKTÁLNÍHO ŘADU

6.1. Použití filtru fraktálního řadu v aktivním tlumení při litografii

V litografickém nástroji používaném při výrobě polovodičů vibrace v projekčním objektivu snižují kontrast obrazu a mohou omezit rozlišení systému. Aktivní tlumení přímou rychlostí zpětné vazby může snížit tento efekt, ale vyžaduje dostatečnou odchylku amplitudy pro vyšší frekvence při přenosové funkci s otevřenou smyčkou. Při probíhající masové oddělení se však zvyšuje velikost přenosové funkce. Stabilita je ohrožena fázovým zpožděním vyvolaným součástmi řídicí smyčky a neuzamčením ovladače nebo snímače. Konvenční filtrace dolní propusti není možné z důvodu minimálního indukovaného fázového posunu o 90 stupňů. Zde je znázorněno použití fraktálních filtrů s řadem menší než jedna v řadiči zpětné vazby. Snížené fázové zpoždění filtru umožňuje snížení amplitudy pro vyšší frekvence bez rizika stability. Tady jsou ukázány implementace filtrů řadů 1/2 a 2/3 a jejich efekt v systému aktivního tlumení pro projekční objektiv litografického nástroje.

V litografickém nástroji používaném ve výrobě polovodičů kolísání projekčního objektivu snižuje kontrast obrazu a rozlišení může omezit systém. Aktivní tlumení přímou zpětnou vazbu otáček může snížit tento účinek, ale to vyžaduje dostatečnou amplitudu rozkladu při vyšších kmitočtech v přenosové funkci s otevřenou smyčkou. Avšak hmotnost izolace migrace má tendenci zvyšovat hodnotu přenosové funkce. Stabilita je závislá na fázovém zpoždění způsobené součástmi regulačního obvodu a nekolokací pohonu nebo snímače. Filtrování dolní propusti celočíselného řadu není možné, protože minimální fázový posun je 90 stupňů. Zvažíme použití filtrů s fraktálním řadem méně než jeden v regulátoru zpětné vazby. Snížená fáze zpoždění filtru snižuje amplitudu ve vyšších frekvencích bez rizika stability. Také je znázorněno použití filtru řadu 2/3 a jeho vliv na aktivní tlumení systému v procesu litografie.

Při výrobě integrovaných obvodů skenery litografie vytvoří tištěný vzor na substrátu nebo desce. Prostřednictvím optického systému, obraz vzoru na křemenné desce je vytvořen na její fotosenzitivní vrstvě - silikonovém disku v průměru 200 nebo 300 mm. Jedna deska může obsahovat mnoho integrovaných obvodů, 100 nebo více, a proto musí být přesunuta při radiačních expozicích. Proces expozice vyžaduje skenování, jak masky i talíře. Pro výrobu dílů do velikosti 20-30 nm talíř a maska desky mají být vyrobeny s nanometrovou přesností v procesu skenování, které je znázorněno na obr. 6.1.

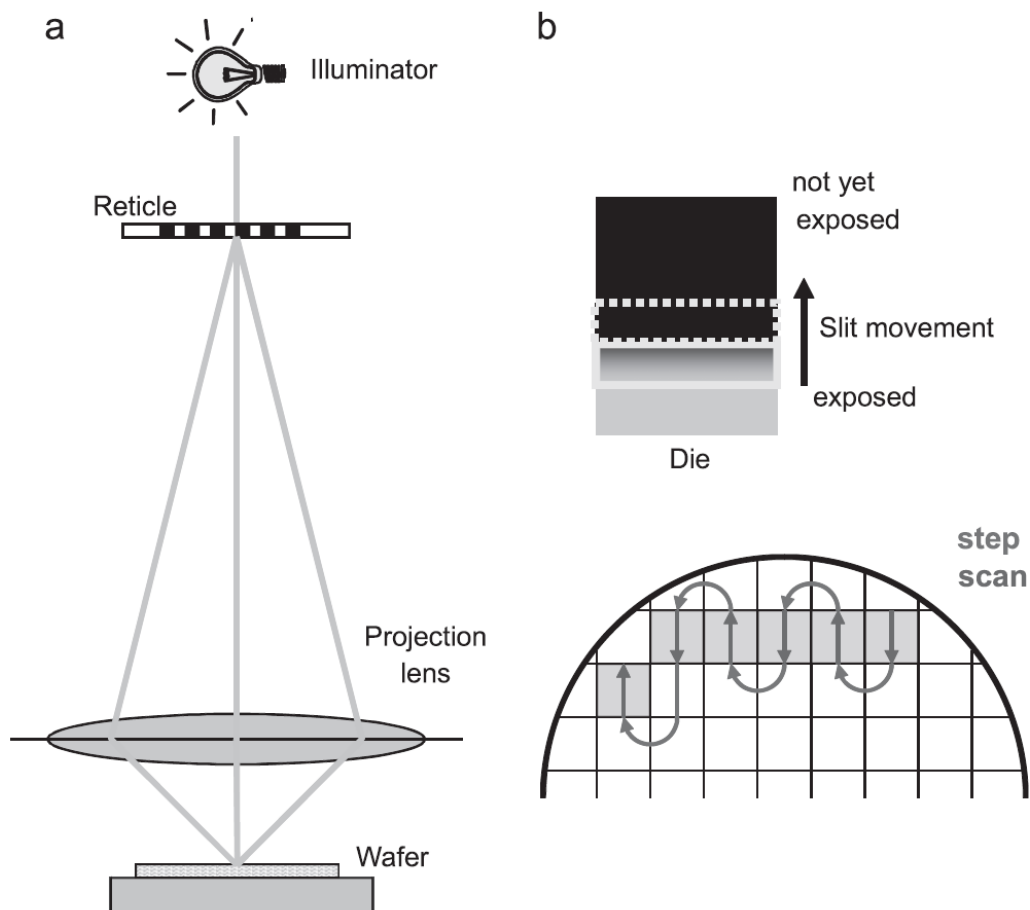
Průměrná odchylka polohy vzoru, kterou má každý bod na talíři v průběhu skenování, detekuje chybu polohy vzoru relativně dalších vrstev, se nazývá překrytím. Průměrná chyba nebo posuvný (pohybující) průměr (MA) je:

$$MA(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T/2}^{t+T/2} e(\tau) d\tau \quad (34)$$

V rovnici (34), T - čas expozice, $e(\tau)$ - chyba polohy vzoru v závislosti na čase τ . Míra ztráty kontrastu obrazu během expozice je dána pohyblivou směrodatnou odchylkou chyby polohy obrazu (MSD):

$$MSD(t) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t-T/2}^{t+T/2} (e(\tau) - MA(t))^2 d\tau}$$

(35)



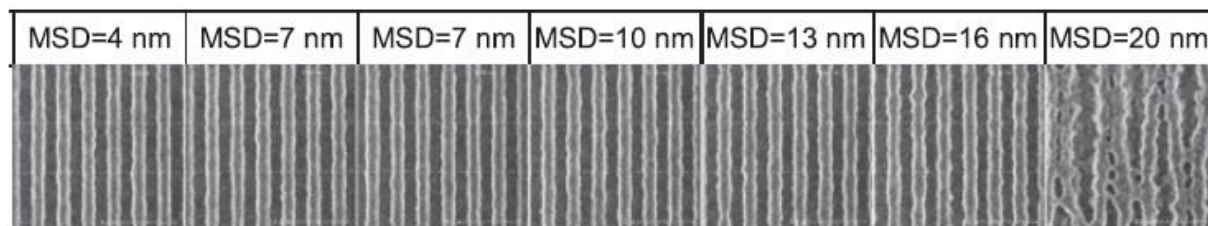
Obrázek 6.1. Litografický proces. Křemenná mřížka drží chromový vzor jedné čipové vrstvy, která je zobrazena na plátku pomocí projekčního objektivu (a). Během expozice se síta a ovláčka pohybují konstantní rychlostí skrz osvětlenou šterbinu, aby se zpracovala celá oblast obrazu nebo se vylomila (b) [12]

Vysoká odchylna je srovnatelná s chvěním fotoaparátu při fotografování, což vede k rozmazání snímků. V aktuální den překrytí (MA) litografických nástrojů by mělo být omezeno na cca 1 nm, a standardní odchylna (MSD) by měla být omezena na asi 7 nm.

Variace velikosti obrazu v průběhu jeho tvorby závisí na mnoha parametrech, jako, například, osvětlení dávky, krok vystavení vzorku obrázků z vlnové délky zdroje světla a optické charakteristiky projekčního systému.

Obr. 6.2 znázorňuje vytvoření účinek odchylny kvality obrazu v reálném obrazu. Zkušební vzorek se skládá ze svislých čar a mezer. Vzhledem k vysoké oscilační odchylce v desce je vytvořen umělá úroveň odchylny obrazu, která se zvětšuje od 4 nm (levý obrázek) až 20 nm (na pravé straně). Odchylna obrazu větší než 10 nm výrazně degraduje kvalitu

obrazu, při odchylce polohy obrazu 20 nm šablona zcela zhroutila. Při vyšší odmítnutí obrazu není možný získat obraz.



Obrázek 6.2. Vliv odchylek obrazu na jeho kvalitu [12]

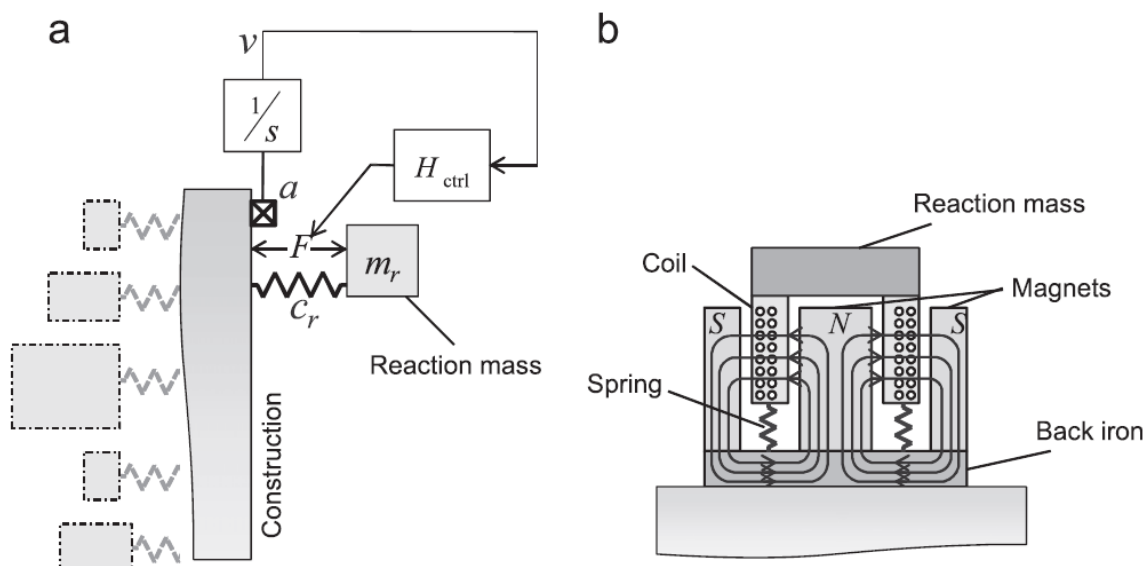
Odchylka obrazu je způsobena chybou polohování na úrovni desky a mřížky, kvůli změnám v komponentech, jako projekční objektiv, a změny v ohnisku nebo chyby dávky.

Aktivní tlumení vibrací projekčního objektivu snižuje odchylku obrazu, a tím zlepšuje jeho kvalitu. Aktivní tlumič používá akcelerometr, který měří vibrace objektivu.

6.1.1. Objektiv aktivního tlumení. Struktura aktivního tlumení a procesní dynamika

Aktivní tlumení projekčního objektivu se získá za použití přímé zpětné vazby o rychlosti. Klapka generuje sílu, která je nepřímo úměrná rychlosti. Rychlost zpětná vazba je aktivní forma tlumení. Naměřená rychlost se přivádí přes ovladač generující protilehlou sílu F . Dodatečně k zisku ovladače, který určuje útlum $[Ns/m]$, $H_{ctrl}(s)$ můžeme realizovat pomocí několik filtrů, abych se vyrovnat s vlastnostmi zařízení. Na frekvencích, při kterých $H_{proc}(s)$ ukazuje chování netlumené rezonanci, rychlost V , jako funkce F , je velká. Zesílení ovladače musí být takové, aby zisk smyčky v rezonančních píku, kdy útlum musí být větší než 0 dB, umožňuje aktivní potlačení těchto rezonancí.

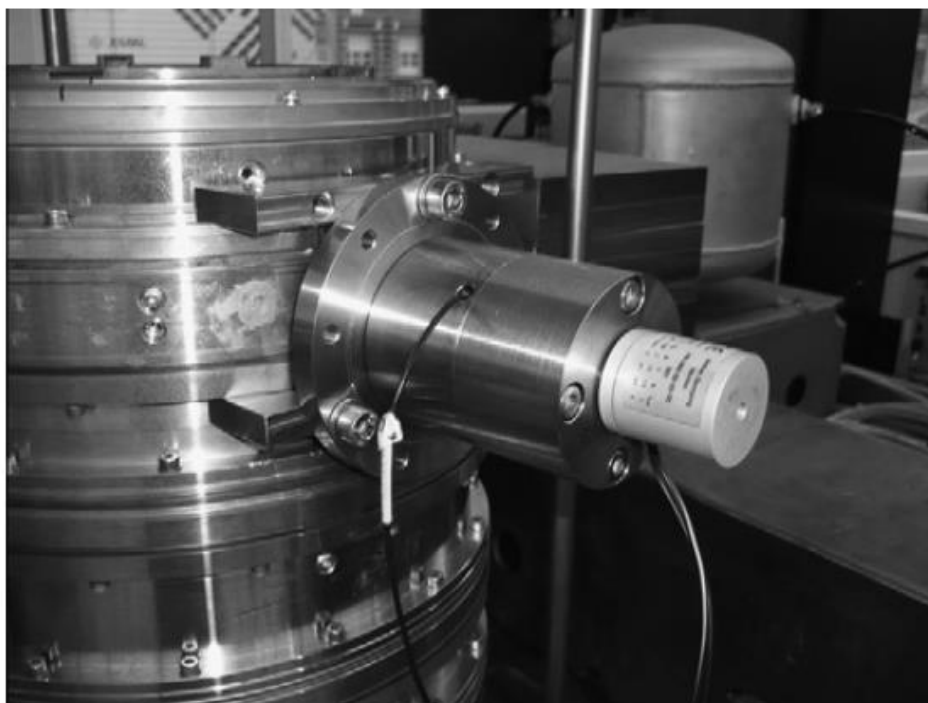
Na obr. 6.3 je ukázána realizace systému aktivního tlumení. Zrychlení je integrováno do rychlosti. Rychlost H_{ctrl} je přiváděna přes ovladač, který vytváří reakční sílu F , působící na konstrukci. Akce síla je absorbována hmotností m_r , která je spojena se strukturou nízkou tuhostí C_r . Rozložení pohonu je znázorněno na obr. 6.3 (b).



Obrázek 6.3. Aktivní tlumení konstrukce (a) a pohonu (b) [12]

Vzhledem k tomu, že struktura není tuhá, vnitřní části připojené k ní, jsou odděleny od nich vlastními frekvencemi. Při vyšších frekvencích hmota, která se nachází pohon, se stává méně a méně, s tím výsledkem, že amplituda přenosové funkce aplikované síly F pro měření zrychlení a rychlost se stává více a více.

V posledních modelech pohon projekčního objektivu a snímač jsou namontovány přímo na konstrukci filtru, jak je znázorněno na obr. 6.4.



Obrázek 6.4. Kombinace pohonu a snímače namontované na projekční objektiv [12]

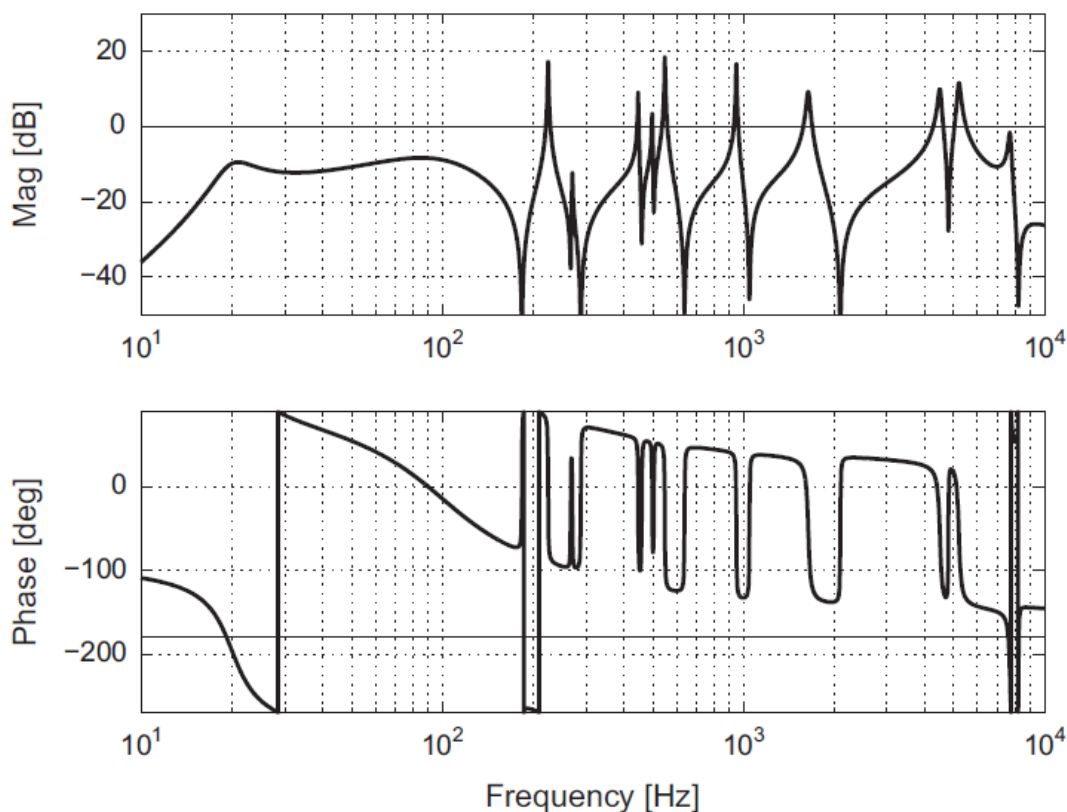
Zvážíme použití filtrů fraktálního řadu v aktivním tlumení. Fraktální filtr dolní propusti má řad od 0 až 1, a fázový posun je menší než 90 stupňů. Stabilita je zachována, i když vybereme nízkou mezní frekvenci. Pro filtr řadu $2/3$ používáme standardní metodu

odhadu racionální přenosové funkce. Pro projekční objektiv v litografickém nástroji je ukázáno, že fraktální filtry umožňují aktivní tlumení pomocí akcelerometru.

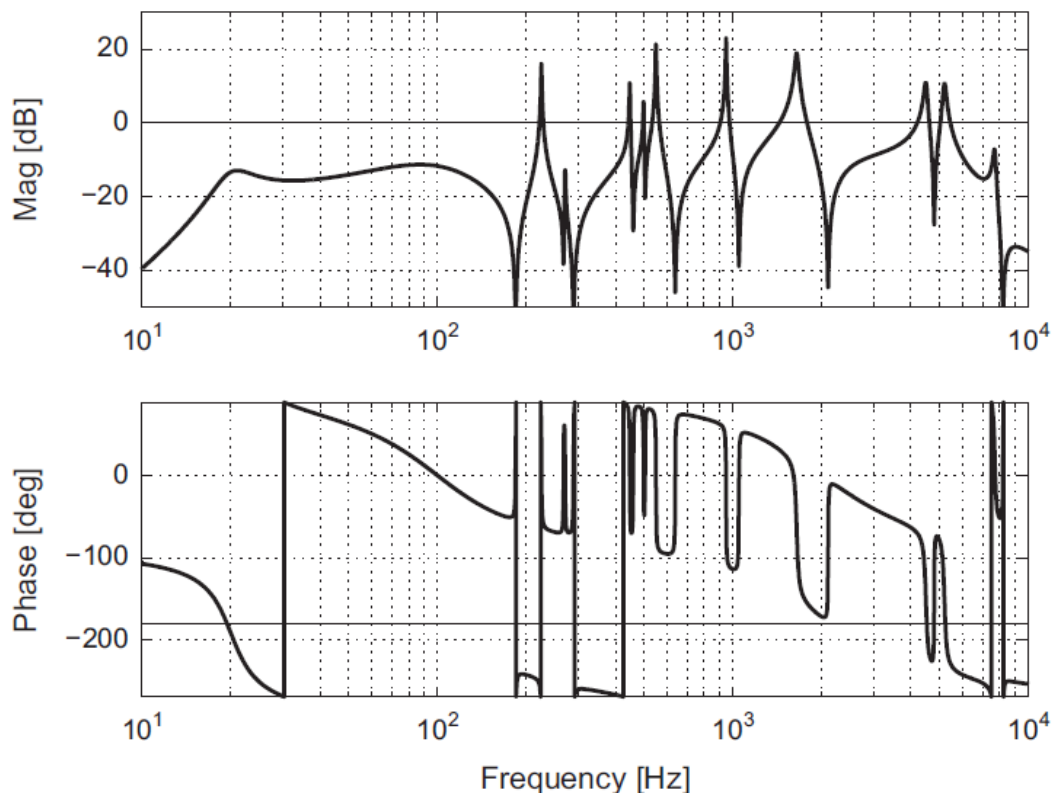
6.1.2. Fraktální filtr pro aktivní tlumení

Malé zpoždění fáze fraktálního filtru dolní propusti umožňuje jeho použití v aktivním systému řízení vibrací. Jeho mezní frekvence může být zvolena při jakékoli frekvenci, protože fázový posun filtru je dostatečný, aby způsobit ho k nestabilitě. Obr. 6.5 znázorňuje Bodový diagram aktivního tlumícího systému za použití filtru řadu 2/3, při $n = 3$, a mezní frekvenci 200 Hz, a výměna filtru celého řadu dolní propusti s mezní frekvencí řádově 2 kHz, Bodový diagram je znázorněn na obr. 6.6. Filtr horní propusti s mezní frekvencí 100 Hz se aplikuje pro vyrovnání masového působení oddělení. Filtr řadu 2/3 byl vybrán k tomu, že jeho fázový posun o 60 stupňů poskytují přijatelné rozpětí fáze 30 stupňů, a útlum filtru je větší než filtru řadu 1/2.

Filtr dolní propusti řadu 2/3 a mezní frekvenci 200 Hz stanoví útlum -21.2 dB při 7,8 kHz. Filtr dolní propusti druhého řádu při frekvenci 2 kHz poskytuje útlum -23.6 dB. Pro dosažení stejného tlumení, zisk se zvýší o 5,3 dB, aby amplituda na frekvenci 500 Hz zůstala stejná. V mezní frekvenci fáze je posunuta o cca -60 stupňů. Při frekvenci 7,8 kHz rozpad -16 dB je dostatečný pro rezonanční pík pod 0 dB.



Obrázek 6.5. Bodový diagram otevřené smyčky filtru řadu 2/3 s mezní frekvencí 200 Hz [12]



Obrázek 6.6. Bodový diagram filtru druhého řádu s mezní frekvencí 2 kHz [12]

A teď pojd'me shrnout: použití konvenčního filtru dolní propusti celočíselného řádu není možné s ohledem na minimální vytvořený fázový posun o 90 stupňů. To poskytuje použití filtru fraktálního řádu dolní propusti pro aktivní tlumení, aniž by byla ohrožena stabilita systému, protože jejich fázový posun je menší než 90 stupňů. Lze zvolit mezní frekvence filtru ještě nižší, než rezonanční frekvence tlumení, při zachování požadované zesílení smyčky. Na frekvenci, kde je umístování ztraceno v důsledku akcelerometru, filtr vytváří dostatečný útlum, aby byla zajištěna stabilita, která umožňuje výrazné zeslabení v hlavních rezonancích. Což opět dokazuje výhodu použití filtru fraktálního řádu.

6.2. Použití filtru fraktálního řádu v navigačních systémech malých bezpilotních prostředků

Odhad orientace je velmi důležitý pro vývoj bezpilotních leteckých systémů (UAS) a je prováděn kombinací dat z několika zdrojů a senzorů. Kálmánovy filtry jsou široce využívány pro tento úkol, avšak typicky předpokládají linearitu a gaussovskou šumovou statistiku. Zatímco tyto předpoklady fungují dobře pro vysoce kvalitní snímače s vysokou cenou a nefungují to také pro nízkonákladové snímače nízké kvality. V levných snímačích lze použít doplňkové filtry, protože nejsou provedeny žádné předpoklady týkající se linearity a šumové statistiky.

Bezpilotní systémy jsou velmi populární v mnoha vojenských a donucovacích orgánech z důvodu jejich spolehlivosti, flexibility, relativně nízkou cenou a bezpečnosti pro provozovatele. Centrum pro sebeorganizující a inteligentní systémy (CSOIS) na Utově státní

Univerzite rozvíjel malé, velmi levné bezpilotní letouny pro použití v dálkovém průzkumu vodních zdrojů, dat, zemědělství, mapování vegetace a dalších civilních cílů, jako je, například, inspekce silnic a staveb. Nové cíle, jako je měření rychlosti a směru větru vyžadují hodně bezpilotních letounů, které působí jako družstevní skupiny pro distribuci do nových údajů v procesu inkasa. Většina z práce dálkového průzkumu z CSOIS, bylo to, že multispektrální obrazy (kombinace několik rozsahů obrazových dat v blízké infračervené a tepelné infračervené viditelného světla) produkují lepší informace.

Během těchto osobních letů dálkového průzkumu je velmi důležité určit postoj letadla, stabilní let a co je důležitější pro kvalitu dat. Informace o stavu letadel se používá v post-procesu, a kombinuje shromážděné údaje do přilehlých dat. Tento proces vyžaduje mnoho různých senzorů (gyroskopy, akcelerometry, atd), které budou kombinovány do jednoho souboru podmínek, a jsou užitečné pro letová data.

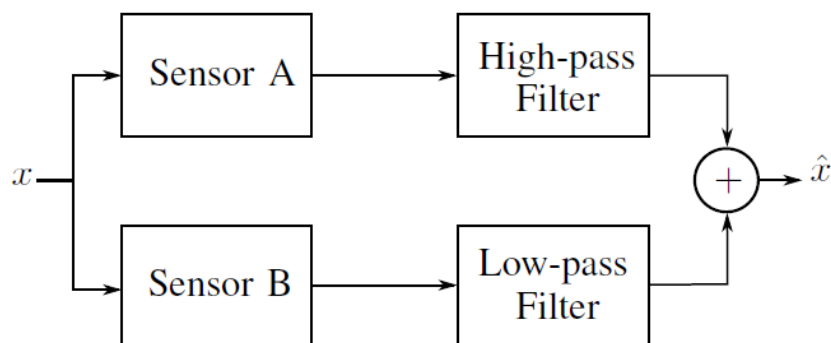
Kálmánův filtr kombinuje filtry instalovány pro kombinaci dat ze senzorů ve výsledných navigačních datech. Pokročilé přístupy tohoto filtru dovolují realizovat nelineární modely, které budou použity, a vyhodnocovány Kálmánovými metody. Nicméně, oni jsou obtížné aplikovány v systémech bezpilotních letounů s levnými senzory, které mají vysokou úroveň šumu. Je známo, že technika, která je založena na rozšířeném Kalmanovém filtru, poskytuje špatné výsledky. Doplnkové filtry nejsou tak matematicky přísné jako Kalmanové filtry, a proto nehodí velmi dobře pro úlohy s vysokými riziky, jako je, například, cestování vesmírem. Avšak ve srovnání s Kálmánovou filtrací, doplňkové metody filtrace obsahují méně výpočty a jsou prováděny na malém, nízkovýkonném hardwarovém systému, který je ideální pro malé, levné zařízení.

Levné filtry fungují, až při Gaussovým šumu, a jsou používány v široké škále hardwaru senzorů, jako jsou, například, mikroelektromechanické (MEMS) zařízení. Doplnkové filtry vyžadují méně výpočetní výkon, pracují dobře s levnými MEMS senzory a mikroprocesory. Také fraktální filtry jsou realizovány s velkým úspěchem v jiných oblastech, jako je, například, litografii, jak je ukázáno v předchozí kapitole.

6.2.1. Doplnkové filtry

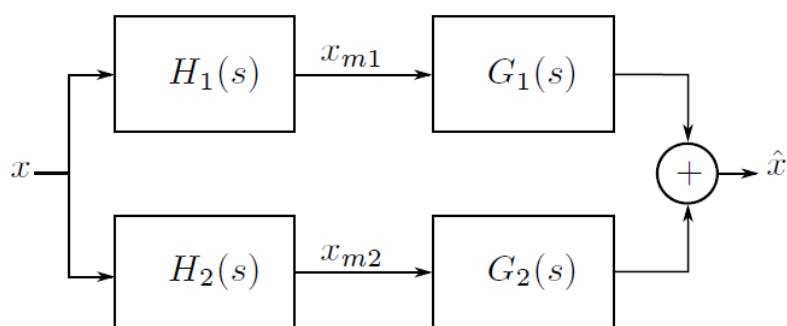
Základní myšlenkou doplňkového filtru je vzít dva nebo více senzorů, filtrovat nespolehlivé frekvenci pro každý senzor a kombinovat filtrované výstupy, lépe vyhodnotit je v celé šířce pásma systému. K dosažení tohoto cíle, senzory zahrnuté ve filtru, musí být vzájemně komplementární pro lepší výkon na různých částech šířku pásma systému než jiné senzory. Například, jeden senzor může přenášet platná data při vysokých frekvencích a nespolehlivá data na nízkých frekvencích. Kromě tohoto senzoru, jeden nebo více senzorů, které mají být přidány do filtru, aby se dosáhlo spolehlivé nízkofrekvenční údaje. Příklad dvou senzorů, které se vzájemně doplňují, jsou akcelerometr a gyroskop. Gyroskop je spolehlivý na vysokých frekvencích, zatímco akcelerometr je spolehlivý na nižších frekvencích. Doplnkový filtr filtruje nespolehlivou část frekvence pro každý senzor

a kombinuje je na jeho výstup. Na obr. 6.7 je schéma jednoduchého filtru se dvěma doplňkovými senzory.



Obrázek 6.7. Schéma jednoduchého doplňkového filtru [13]

Pro ilustraci, jak funguje doplňkový filtr, předpokládejme, že máme dva senzory, které se vzájemně doplňují a můžou být použity pro měření signálů. Předpokládáme se, že oba senzory můžou být modelovány a mají přenosové funkce $H_1(s)$ a $H_2(s)$. Pro filtraci nespolehlivé frekvenci každého senzoru, výstupní signál z senzoru se přenáší přes filtry $G_1(s)$ a $G_2(s)$. Na obr. 6.8 je bloková schéma tohoto systému.



Obrázek 6.8. Systém senzorů a doplňkových filtrů ve frekvenční doméně [13]

Pro zhodnocení x (\hat{x}), rovnající se X , přenosové funkce $G_1(s)$, a $G_2(s)$ se získá v souladu s rovnicí (36).

$$H_1(s)G_1(s) + H_2(s)G_2(s) = 1 \quad (36)$$

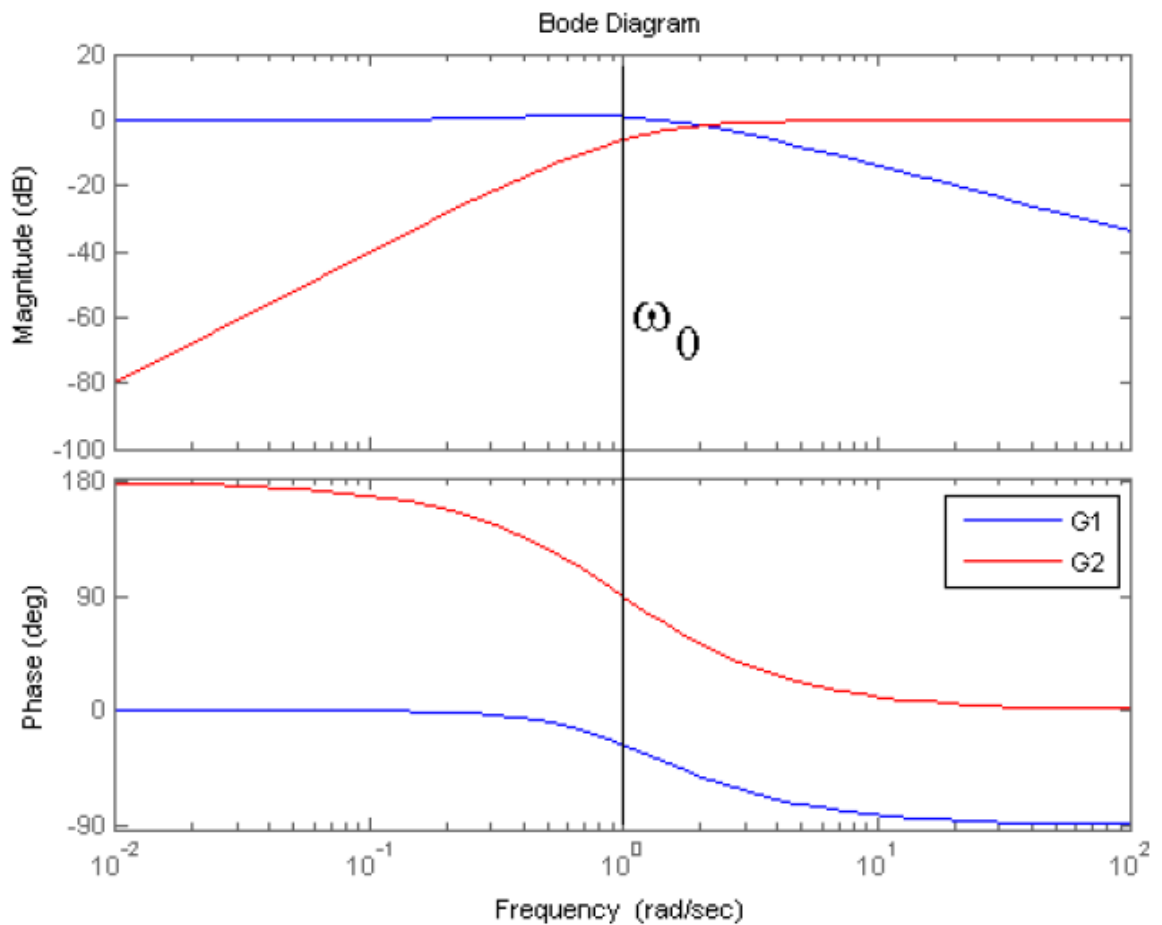
Vzhledem ke sbližování $G_1(s)$ a $G_2(s)$ se dosáhne, že $H_1(s)$, a $H_2(s)$ jsou ideální ($H_1(s) = H_2(s) = 1$). Po aplikaci tohoto předpokladu, rovnice (36) se stane:

$$G_1(s) + G_2(s) = 1 \quad (37)$$

Nyní lze získat $G_1(s)$ a $G_2(s)$ pomocí rovnice (30). Aby byl zachován jednoduchý proces nastavení, vybíráme filtr druhého řádu pro $G_1(s)$ a $G_2(s)$. Definice $G_1(s)$ a $G_2(s)$, jak je uvedeno v rovnicích (38) a (39), umožňuje uživateli nastavit filtr s frekvencí ω_0 . Jak je znázorněno na obr. 6.9, ω_0 je nejdůležitější frekvence a je frekvence, kde filtr se usekává.

$$G_1(s) = \frac{2\omega_0 s + \omega_0^2}{(s + \omega_0)^2} \quad (38)$$

$$G_2(s) = \frac{s^2}{(s + \omega_0)^2} \quad (39)$$



Obrázek 6.9. Bodové diagramy pro $G_1(s)$ a $G_2(s)$ [13]

Aby bylo možné použít klasické teorie řízení pro návrh filtru a jeho snadnou implementaci s digitálními systémy, doplňkový filtr může být také interpretován ve státu prostorové formy. Pro ilustraci této transformace, na obr. 6.10 je ukázán příklad frekvenční oblasti doplňkového filtru, kde ϕ_i a ϕ_g jsou výstupy z akcelerometru a gyroskopu, a $G_i(s)$ a $G_g(s)$ jsou jejich doplňkovými filtry, a $\hat{\phi}$ je hodnocení Θ .

Abychom dostali filtr, $G_i(s) + G_g(s)$ musí být stejná

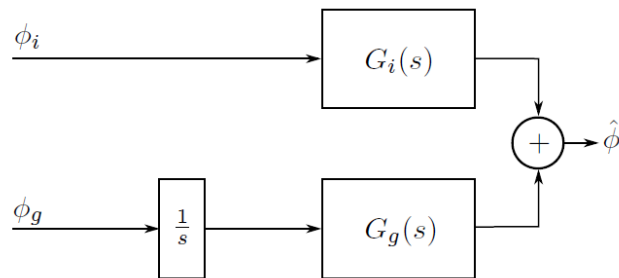
1. Proto $G_i(s)$ a $G_g(s)$ můžou být nastaveny následujícím způsobem:

$$G_i(s) = \frac{C(s)}{C(s) + s} \quad (40)$$

$$G_g(s) = \frac{s}{C(s) + s} \quad (41)$$

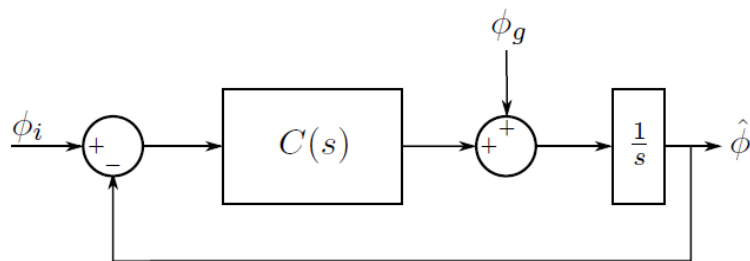
Podle schématu na obr. 6.4 a stanovení $G_i(s)$ a $G_g(s)$, $\hat{\phi}$ je definován jako

$$\begin{aligned} \hat{\phi} &= \phi_i \frac{C(s)}{C(s) + s} + \frac{\phi_g}{s} \frac{s}{C(s) + s} \\ \hat{\phi} &= (\phi_i C(s)s + \phi_g - C(s) \hat{\phi}) \frac{1}{s} \\ s\hat{\phi} &= (\phi_i - \hat{\phi})C(s) + \phi_g \end{aligned} \quad (42)$$



Obrázek 6.10. Příklad doplňkového filtru ve frekvenční oblasti s akcelerometrem a gyroskopem [13]

Rovnice (35) představuje doplňkový filtr ve tvaru uzavřené smyčky na obr. 6.11.



Obrázek 6.11. Uzavřený systém doplňkového filtru [13]

S tímto designem, klasická teorie řízení se zpětnou vazbou může být použita k vytvoření doplňkového filtru. Jelikož existuje výsledek studie o uplatňování fraktálního

kalkulu na kontrole zpětné vazby, můžeme snadno změnit ovladač celého řadu na ovladač fraktálního řadu.

Navigace je rozhodující pro bezpilotní prostředky pro bezpečnost a shromažďovat vědecké údaje. Za účelem splnění tohoto úkolu s nižšími náklady a vyšší přesnosti a spolehlivosti, spolehlivé údaje jsou zásadní, ale převaha musí být posuzována s náklady na navigační systémy, aby levná osobní bezpilotní letadla dálkového průzkumu země by se mohly stát realitou. Kromě toho, v současné době, standardní Kálmánova metoda je jeden ze způsobů, jak kombinovat data z různých senzorů použít doplňkový filtr. Tyto doplňkové filtry mohou být formulovány v tradičním systému formátu kontroly a lze přizpůsobit, stejně jako každý systém kontroly.

Když se do doplňkového filtru zavádějí koncepty frakčního počtu, ukazuje se, že z šumových senzorů je možné získat mnohem lepší výkon, v tomto případě více než dvojnásobek výkonu, který je vyhodnocován rozptylem.

Budoucí práce zahrnují šumové modelování fyzikálních navigačních senzorů, testování fraktálních komplementárních filtrů na skutečných letových datech a případné provedení a letu se skutečně bezpilotními systémy.

7. ZÁVĚR

Předložená diplomová práce se zabývá novou oblastí v elektronice – filtry fraktálního řádu, které se skládají z fraktálních prvků. Během práce jsem se seznámil s návrhem odporově kapacitních součástek rozprostřenými parametry, způsoby jejich syntézy a použitím v aplikacích, porovnal jsem fraktální filtry s klasickými filtry celého řádu.

V práci jsou prezentovány a analyzovány dva vybrané fraktální obvody – dolní a horní propust. Je proveden výpočet základních charakteristik a parametrů filtru, který se skládá z fraktálních prvků. Jsou diskutovány obvodové funkce a jejich kmitočtové závislosti. Z hodnot součástek získaných návrhem v programu Matlab byl navržen fraktální filtr, který byl následně analyzován v programu OrCAD (PSpice). Simulace i měření ověřila, že fraktální filtry bude možné uplatnit pro obvody s požadovanou strmostí charakteristiky odlišnou od celočíselných násobků ± 20 dB/dek.

Fraktální filtry je možné používat v omezeném frekvenčním rozsahu daném vlastnostmi použitých fraktálních kapacitorů. V simulaci je ukázáno, že experimentální výstupní charakteristiky dolní a horní propusti jsou blízko teoretickým výsledkům.

Hlavní nevýhodou, která brzdí hromadné využívání fraktálních kapacitorů v praktických aplikacích, je skutečnost, že tento element není běžně komerčně dostupnou součástkou. Proto jsme nuceni fraktální kapacitor aproximovat složitějším obvodem, osvědčují se žebříkové nebo stromové RC struktury, paralelní nebo sériové řazení složitějších RC a RL admitancí. Pro integrované obvody je perspektivní použití tenkovrstvých nebo tlustovrstvých obvodů s rozloženými parametry. Zde je velké pole pro další práce, jak navrhnout a optimalizovat geometrické struktury (topografii) v těchto integrovaných obvodech.

Ověřil jsem následující důležité výhody filtrů fraktálního řádu:

- 1) Změna řádu fraktálního kondenzátoru může změnit vlastnosti filtru;
- 2) Fázový posun je menší než 90 stupňů (u jednoho stupně);
- 3) Můžeme nastavit mezní frekvence i nižší tlumení při rezonanční frekvenci, při zachování požadované zesílení smyčky;
- 4) Může použít přesných prvků (méně drahých);
- 5) Potřebuje menší výpočetní výkon při vysoké úrovni spolehlivosti přenášených informací, což šetří čas a zjednodušuje proces její dekodování;
- 6) Fraktální systémy jsou charakterizované nekonečnou pamětí.

Rozšířené používání filtrů fraktálního řádu v nově navrhovaných zařízeních je důvodem pro další jejich další podrobný výzkum.

LITERATURA

- [1] POTAPOV A. A., GIL'MUTDINOV A. KH., USHAKOV P. A.: *Systems Concept and Components of Fractal Radio Electronics: Part I. Development Stages and the State of the Art*, Journal of Communications Technology and Electronics, 2008, Vol. 53, No. 9, Pleiades Publishing, Inc., 2008, pp. 977–1020, ISSN 1064-2269
- [2] POTAPOV A. A., GIL'MUTDINOV A. KH., USHAKOV P. A.: *Systems Concept and Components of Fractal Radio Electronics: Part II. Synthesis Methods and Prospects for Application*, Journal of Communications Technology and Electronics, 2008, Vol. 53, No. 11, Pleiades Publishing, Inc., 2008, pp. 1271–1314, ISSN 1064-2269
- [3] POTAPOV A. A.: *Fractals in Radiophysics and Radar* (Logos, Moscow, 2002) [překlad z ruštiny]
- [4] POTAPOV A. A.: *Fractals in Radiophysics and Radar: Topology of a Sample* (Universitetskaya Kniga, Moscow, 2005) [překlad z ruštiny]
- [5] LIU S., KAPLAN T., GRAY P.: *Fractals in Physics*, Edited by L. Pietronero and E. Tosatti, North Holland, Amsterdam, 1986; Mir, Moscow, 1988, p. 543
- [6] OUSTALOUP A., MATHIEU B., LANUSSE P.: *The CRONE Control of Resonant Plants: Application to a Flexible Transmission*, European Journal of control vol. 1, Elsevier, 1995, pp. 113-121
- [7] OUSTALOUP A., COIS O., LANUSSE P., MELCHIOR P., MOREAU X., SABATIER J.: *The CRONE approach: Theoretical developments and major applications*, IFAC Proceedings Volumes, vol. 39, Elsevier, 2006, pp. 324-354
- [8] УШАКОВ П.А.: *Проектирование функциональных устройств микроэлектроники на основе резистивно-емкостных сред.* – Ижевск: Издательство ИЖГТУ, 2012. – 159 с.
- [9] SOLTAN A., RADWAN A.G., SOLIMAN AHMED M.: *Fractional order filter with two fractional elements of dependent orders*, New York, World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd, 2012, pp. 818-827
- [10] TRIPATHY M. C., BISWAS K., SEN S.: *A design example of a fractional-order Kerwin-Huelsman-Newcomb biquad filter with two fractional capacitors of different order*, New York, World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd, 2012, pp. 1523-1537
- [11] УШАКОВ П.А., МАКСИМОВ К.О.: *Патент на изобретение "Параметрический RC-элемент с распределенными параметрами"*, №2557075, 2013
- [12] BUTLER H., DE HOON C.: *Fractional-order filters for active damping in a lithographic tool*, New York, World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd, 2013, pp. 413-420

[13] COOPMANS C., JENSEN A. M., CHEN Y. Q.: *Fractional-Order Complementary Filters for Small Unmanned Aerial System Navigation*, Atlanta, Grand Hyatt Atlanta, 2013 (sbornik konference 2013 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS) May 28-31, 2013, Grand Hyatt Atlanta, Atlanta, GA)

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 2.1. Vývoj nových metod zpracování signálu v radiotechnice v IREE RAS [1].....	10
Obrázek 2.2. Koncepce fraktálních rádiových systémů a zařízení, která byla rozpracována na IREE RAS [1].	12
Obrázek 2.3. Klasifikace vlastností určujících verze návrhu filmového RC DPC.....	13
Obrázek 2.4. Klasifikace geometrií vrstev RC DPC	14
Obrázek 2.5. Klasifikace variant překrytí vrstvy v RC DPC	15
Obrázek 2.6. Fyzikální efekty, které můžou být použity ke kontrole charakteristiky RC DPC	16
Obrázek 2.7. Fragmenty RC DPC (a) se strukturou vrstev R1-C-R2, a (b), se strukturou vrstev 0-C1-R-C2-0 [1].....	17
Obrázek 2.8. Schéma klasifikace RC DPC se strukturou R1-C-R2 vrstvy	18
Obrázek 2.9. Postup realizace frakčních operátorů: (a) počáteční elektrický obvod, (b) přidání integrace obvodu (R_2 , C_1) do počátečního okruhu, (c) frakční operátor $d^{-1/2}/dt^{1/2}$ nebo semi-integrátor na základě $2n + 1$ nejjednodušších komponent.....	22
Obrázek 4.1. Obvod filtrů dolní a horní propustí prvního řádu [8]	26
Obrázek 4.2. Model fraktálního kondenzátoru [8]	28
Obrázek 4.3. Schéma fraktálního kondenzátoru [8]	28
Obrázek 4.4. Náhradní obvod fraktálního kondenzátoru ve formě RC-obvodu [10]	28
Obrázek 4.5. Konstrukce fraktálního kondenzátoru [8]. Tato konstrukce je shodná s normálním kondenzátorem, je změna v materiálu, namísto dobře vodivého hliníku je použit méně vodivý materiál.....	29
Obrázek 4.6. Konstrukce třívrstvého fraktálního kondenzátoru [11]	29
Obrázek 4.7. Testovací systém fraktálního filtru na univerzitě v Iževsku.....	30
Obrázek 4.8. Amplitudová kmitočtová charakteristika a fázová kmitočtová charakteristika horní propusti při $C_H = 1/2$ (a), (b) a $C_H = 1/5$ (c), (d). Návrh v programu Matlab	32
Obrázek 4.9. Amplitudová kmitočtová charakteristika a fázová kmitočtová charakteristika pásmové propusti při $C_B = 2$ (a), (b) a $C_B = 5$ (c), (d). Návrh v programu Matlab.....	33
Obrázek 4.10. Bikvadratický fraktální filtr se dvěma fraktálními kondenzátory C_{f1} a C_{f2} [10]	33
Obrázek 5.1. Změna ω_0 , poměrně řadu fraktální kapacity ve fraktální dolní propusti. Simulace v programu Matlab	38
Obrázek 5.2. Změna ω_0 poměrně řadu fraktální kapacity ve fraktální horní propusti. Simulace v programu Matlab	39
Obrázek 5.3. Změna ω_m poměrně řadu fraktální kapacity ve fraktální pásmové propusti. Simulace v programu Matlab	41
Obrázek 5.4. Experimentální obvod K-H-N-filtru s dvěma fraktálními kondenzátory C_{f1} a C_{f2} . Simulace v PSpice	42
Obrázek 5.5. Náhradní obvod fraktálního kondenzátoru ve formě RC-obvodu. Simulace v PSpice	42
Obrázek 5.6. Srovnání teoretické amplitudové kmitočtové charakteristiky ideálních fraktálních kondenzátorů C_{f1} a C_{f2} a experimentální amplitudové kmitočtové charakteristiky jejich náhradních RC-obvodů z programu Matlab	43
Obrázek 5.7. Srovnání teoretické fázové kmitočtové charakteristiky ideálních fraktálních kondenzátorů C_{f1} a C_{f2} a experimentální fázové kmitočtové charakteristiky jejich náhradních RC-obvodů z programu Matlab	44

Obrázek 5.8. Srovnání změřené a teoretické (vypočtené) amplitudové kmitočtové charakteristiky s charakteristikami z programů Matlab a PSpice: simulace dolní propusti (a), horní propusti (b) a pásmová propust (c)	46
Obrázek 5.9. Srovnání změřené a vypočtené fázové kmitočtové charakteristiky z programu PSpice: simulace: dolní propusti (a), horní propusti (b) a pásmovou propusti (c). Přerušovaná čára znázorňuje experimentální graf, plná čára – vypočtený graf.....	47
Obrázek 5.10. Srovnání změřené a vypočtené logaritmické amplitudově kmitočtové charakteristiky z programu PSpice: simulace: dolní propusti (a), horní propusti (b). Přerušovaná čára znázorňuje experimentální graf, plná čára – vypočtený graf.....	48
Obrázek 6.1. Litografický proces. Křemenná mřížka drží chromový vzor jedné čipové vrstvy, která je zobrazena na plátku pomocí projekčního objektivu (a). Během expozice se síta a oblátka pohybují konstantní rychlostí skrz osvětlenou štěrbinu, aby se zpracovala celá oblast obrazu nebo se vylomila (b) [12]	50
Obrázek 6.2. Vliv odchylek obrazu na jeho kvalitu [12]	51
Obrázek 6.3. Aktivní tlumení konstrukce (a) a pohonu (b) [12]	52
Obrázek 6.4. Kombinace pohonu a snímače namontované na projekční objektiv [12]	52
Obrázek 6.5. Bodový diagram otevřené smyčky filtru řádu 2/3 s mezní frekvencí 200 Hz [12]	53
Obrázek 6.6. Bodový diagram filtru druhého řádu s mezní frekvencí 2 kHz [12]	54
Obrázek 6.7. Schéma jednoduchého doplňkového filtru [13]	56
Obrázek 6.8. Systém senzorů a doplnkových filtrů ve frekvenční doméně [13]	56
Obrázek 6.9. Bodové diagramy pro $G_1(s)$ a $G_2(s)$ [13]	57
Obrázek 6.10. Příklad doplňkového filtru ve frekvenční oblasti s akcelerometrem a gyroskopem [13]	58
Obrázek 6.11. Uzavřený systém doplňkového filtru [13]	58

SEZNAM TABULEK

Tabulka 2.1. Klasifikace RC DPC se strukturou vrstev R1-C-R2	19
Tabulka 5.1. Hodnoty filtračních prvků použité pro modelování filtru a experimentálních výpočtů	36
Tabulka 5.2. Hodnoty odporů a kapacit v náhradním RC-obvodu	42
Tabulka 5.3. Porovnání fraktálních parametrů filtru získané experimentálně s výsledky simulace v programu MATLAB.....	44
Tabulka 5.4. Útlum fraktálního filtru: experimentální výsledky a výsledky simulace v programu MATLAB	45

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

ACS	analogový počítač
AKC	amplitudová kmitočtová charakteristika
b	šířka pásů odporových vrstev
b_c	šířka pásů vodivých vrstev
C_F	fraktální kapacita
C_r	tuhost
CPE	konstantní fázové prvky
CRONE	regulátor COMMANDE Robustní d'Ordre Non regulátor entier
CSOIS	Centrum pro sebeorganizující a inteligentní systémy
D(s)	Laplaceova transformace vstupního signálu
DP	dolní propust
d	tloušťka vrstvy
DMM	distribuované měřicí média
F	síla pro měření zrychlení zpětný vazby
FDE	konečné distribuované prvky
FDI	neceločíselné diferenciaci a integraci
G	označení filtru
Hctrl	ovladač
H	přenosová funkce senzoru
HP	horní propust
IREE RAS	Institut Radioelektroniky a elektroniky Ruské akademie věd
K	přenos filtru
K-H-N	Kerwin-Huelsman-Newcomb
m_r	hmotnost
MEMS	mikroelektromechanické zařízení
N(s)	Laplaceova transformace výstupního signálu
Ns/m	Newton * sekunda/metr
OA	operační zesilovač
PP	pásmová propust
PFC	fázová kmitočtová charakteristika
$PI^\lambda D^\mu$	proporcionální integrační derivátor neceločíselného řádu
Q'	jakost filtru
RC DPC	odporově kapacitních součástek s rozprostřenými parametry
s	komplexní proměnná
s^α	frakční Laplaceovy operátor
T(s)	přenosová funkce filtru
TCR	teplotní součinitel odporu
UAS	bezpilotní letecký systém
Z	fraktální impedance
α, β	fraktální řady
∇^2	Laplaceovy operátor
∇	Hamiltonovy operátor
ε	dielektrická konstanta materiálu
ε_0	dielektrická konstanta
f_i, φ_i, ψ_i	distribuční zákony variability v geometrických parametrech vrstev
λ	řád integrátoru
μ	řád diferenciátoru
ρ	rezistivita

τ_{RC}	časová konstanta
Φ	operátor potenciálu odporové vrstvy
ϕ_i, ϕ_g	výstupy z akcelerometru a gyroskopu
$\hat{\phi}$	výstupní charakteristika akcelerometru a gyroskopu
ω_0	mezní frekvence filtru
ω_m	frekvence maximálního přenosu filtru